ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

A CURA DELLA RAI E DELLA STET - EDIZIONI ERI - ANNO XXI - NUMERO 2 - 1972 - L. 500

Sommità del traliccio del ripetitore di Foligno con le aste captatrici per rilievi sui fulmini (v. pag. 41).

MILANO ICE ITALY

Supertester 680 R / ATTENZIONE !! R come Record

II SERIE CON CIRCUITO RIBALTABILE!!

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!! Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano **RESISTENZE A STRATO METALLICO** di altissima stabilità con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!**

IN QUESTA NUOVA SERIE IL CIRCUITO STAMPATO PUÒ ESSERE RIBALTATO SENZA ALCUNA DISSALDATURA E CIÒ PER FACILITARE L'EVENTUALE SOSTITUZIONE DI QUALSIASI COMPONENTE!

Record di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)
Record di precisione e stabilità di taratura! (1% in C.C. - 2% in C.A.!)
Record di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!
Record di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)
Record di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)
Record di protezioni, prestazioni e numero di portate!

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

VOLTS C.A.: 11 portate: da 2 V. a 2500 V. massimi.
VOLTS C.C.: 13 portate: da 100 mV. a 2000 V.
AMP. C.C.: 12 portate: da 50 μA a 10 Amp.
AMP. C.A.: 10 portate: da 200 μA a 5 Amp.
OHMS: 6 portate: da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
Rivelatore di REATTANZA: 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA': 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μF e da 0 a 50.000 μF in quattro scale.
FREQUENZA: 2 portate: da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
V. USCITA: 9 portate: da 10 V. a 2500 V.
DECIBELS: 10 portate: da — 24 a + 70 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 R** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate.
Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.**
Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura.
Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta!!!

IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetrico. Il marchio « I.C.E. » è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti.
PREZZO SPECIALE propagandistico **L. 14.850** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi **BREVETTATO** permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del **SUPERTESTER 680 R:** amaranto; a richiesta: grigio.

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"

PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI *Transtest* **MOD. 662 I.C.E.**
Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (β) per i TRANSISTORS e Vf - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - **Prezzo L. 8.200** completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.

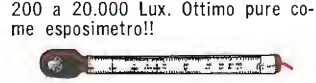
VOLTMETRO ELETTRONICO con transistori a effetto di campo (FET) MOD. I.C.E. 660.
Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV. a 1000 V. - Tensione picco-picco: da 2,5 V. a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V-C.C.; V-picco-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. - **Prezzo netto propagandistico L. 14.850** completo di puntali - pila e manuale di istruzione.

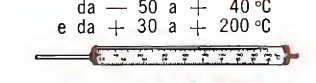
TRASFORMATORE I.C.E. MOD. 616
per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili: 250 mA. - 1-5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x x 70 x 30 mm. - Peso 200 gr. **Prezzo netto L. 4.800** completo di astuccio e istruzioni.

AMPEROMETRO A TENAGLIA *Amperclamp*
per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA. - 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - **Prezzo L. 9.400** completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.

PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)

Prezzo netto: L. 3.600

LUXMETRO MOD. 24 I.C.E.
a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!

Prezzo netto: L. 4.800

SONDA PROVA TEMPERATURA
istantanea a due scale:
da — 50 a + 40 °C
e da + 30 a + 200 °C

Prezzo netto: L. 8.200

SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.) **MOD. 32 I.C.E.** per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.

Prezzo netto: L. 2.900 cad.

OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO.
RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A: I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18 20141 MILANO - TEL. 531.554/5/6

SEDE DELLA SOCIETÀ

Ing. S. & Dr. GUIDO BELOTTI
PIAZZA TRENTO 8
20135 MILANO

Posta : 20135 MILANO
Telefoni : 54.20.51 (5 linee)
(Prefisso 02) 54.33.51 (5 linee)
Telex : 32481 BELOTTI
Telegrammi: INGBELOTTI-MILANO
GENOVA - CORSO ITALIA 40 - TEL. (010) 31.62.44 - C.P. 16146
ROMA - VIA LAZIO 6 - TELEFONI (06) 46.00.53/4 - 00187
NAPOLI - VIA CERVANTES 55/14 - TEL. (081) 32.32.79 - 80133

STRUMENTI PER MISURE ELETTRICHE

Fig. 2 - Tester portatile

Fig. 3 - Wattmetro portatile

Fig. 4 - Contatore campione portatile

Fig. 5 - Galvanometro

Fig. 6 - Oscilloscopio

Fig. 7 - Misuratore di isolamento tascabile

Fig. 8 - Ponte per misure d'ammettenza VHF

Fig. 9 - Misuratore di terre ad azzeramento

Fig. 10 - Ponte universale per misure di resistenze capacità, induttanze R.F.

Fig. 11 - Milliamperometro registratore

ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

NUMERO 2 ANNO XXI

MARZO APRILE 1972

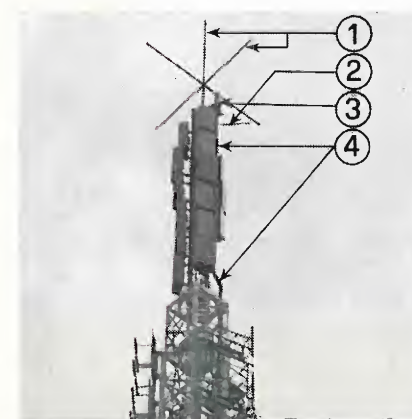
DA PAGINA 41 A PAGINA 84

RIVISTA BIMESTRALE A CURA DELLA RAI E DELLA STET

DIRETTORE RESPONSABILE
GIUSEPPE DILDA

COMITATO DIRETTIVO
G. CASTELNUOVO, D. FARO, R. VAUDETTI, A. SARTORIO

DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE
10121 TORINO
VIA ARSENALE, 41 - TELEF. 57-101

Concessionaria esclusiva della pubblicità:
COMPAGNIA INTERNAZIONALE PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)
MILANO, VIA PISONI, 2 - TEL. 652-814/15/16
TORINO, VIA BERTOLA, 34 - TELEFONO 57-53

Sulla sommità del traliccio porta antenne del ripetitore RAI di Foligno, riprodotto in copertina, si notano:
1) dispositivo parafulmine a quattro braccia orizzontali ed una verticale;
2) antenna orizzontale per la misura delle correnti di effluvio (effetto corona);
3) shunt per la misura delle correnti di fulmine;
4) schermo in tubo di ferro del cavo che collega lo shunt 3 con le apparecchiature di misura.

Vedi articoli alle pagine 59 e 67.

Sommario:

pagina

UNA COPIA L. 500 (ESTERO L. 600)
ABBONAMENTO ANNUALE L. 2500 (ESTERO L. 3500)
VERSAMENTI ALLA ERI - VIA ARSENALE, 41 - TORINO - C. C. POSTALE N. 2/37800
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO IV/70
REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

INSERZIONI: ALFACAVI - AMP ITALIA S.P.A. - BELOTTI - DUCATI - EURO CEDAG - GTE - ICE - ITALCABLE - ITT - LARIR - LUCHSINGER - PHILIPS - PRESTEL - PROCOND - ROJE OSCAR - SELENIA - SIAE - SIEMENS - SIP - THOMSON-CSF - VIANELLO - ZETTLER

PROPRIETÀ STATISTICHE DI SEGNALI MODULATI IN AMPIEZZA

G. TAMBURELLI, A. LANZA (*)

SOMMARIO — Si riferiscono i risulati dei calcoli sulla distribuzione statistica dei valori istantanei di un segnale costituito dalla somma di un certo numero (1, 2, 4 o 6) di portanti modulate in ampiezza, sia da un segnale sinusoidale, sia da un segnale vocale, sia infine da un segnale misto vocale-musicale. Sono riportati inoltre i valori di sovraccarico che possono servire per il dimensionamento degli amplificatori. I dati riportati nella memoria sono particolarmente utili per la filodiffusione e per i sistemi multiplex telefonici.

*SUMMARY — **Statistical properties of AM signals.** In this paper the calculation results are reported on statistical distribution of instantaneous values of a signal consisting of the sum of a plurality (1, 2, 4 or 6) of carriers amplitude modulated by the following signals: a sinusoid, a vocal signal and a mixed vocal and musical signal. The overload values which may be used for designing the amplifiers are also reported. The data reported in this paper are particularly useful for wirebroadcasting and multiplex telephone systems.*

1. Introduzione.

Sono ben noti i vari studi esistenti nella letteratura tecnica sulle proprietà statistiche dei segnali multiplex costituiti dai segnali vocali traslati in banda (ad es. bibl. 1). Riguardo alla statistica dei segnali multiplex costituiti da portanti modulate in ampiezza non esiste invece una estesa documentazione.

Ciò può essere giustificato dal fatto che gli amplificatori per segnali multipli di questo genere non vengono molto frequentemente usati; tuttavia si sono pure usate apparecchiature telefoniche a frequenze vettrici con trasmissione di tutto il prodotto della modulazione in ampiezza. Ne sono esempi il sistema americano N2 della Bell e alcuni tipi di sistemi nazionali. Si ricorda che il sistema N2 è un sistema multiplex a 12 canali a modulazione d'ampiezza con portante e doppia banda laterale. I dodici canali, più uno di riserva, modulano frequenze portanti intervallate di 8 kHz; sono previsti due piani di modulazione, uno occupante la banda 164 ÷ 268 kHz, l'altro la banda 36 ÷ 140 kHz. I ripetitori, ad inversione di banda, sono intervallati di circa 11 km. Le apparecchiature sono transistorizzate e con compandor incorporato.

Un altro esempio di multiplazione con trasmissione di tutto il prodotto della modulazione si ha nel caso dei canali della filodiffusione. Si ritiene pure opportuno richiamare la costituzione a grandi linee di un impianto di filodiffusione. Nella sede di radiodiffusione i segnali audio costituenti i sei programmi di filodiffusione modulano in ampiezza altrettante portanti, dislocate fra 178 e 343 kHz ed intervallate di 33 kHz. Il segnale delle sei portanti modulate, dopo amplificazione a larga banda, viene trasmesso, attraverso uno o più cavi di giunzione, alle centrali telefoniche. Il segnale in arrivo alla centrale telefonica viene innanzitutto applicato ad un equalizzatore che compensa la distorsione di ampiezza introdotta dal cavo; poi viene adeguatamente amplificato fino al livello necessario per poter essere distribuito agli utenti, sia direttamente, sia mediante transito in altre centrali.

Esistono due criteri per l'amplificazione del segnale di filodiffusione, precisamente l'amplificazione a larga banda con un unico amplificatore per i sei canali, e quella a canali singoli con sei amplificatori separati. Quest'ultima soluzione comporta l'impiego di un filtro di banda in entrata e in uscita di ogni amplificatore di canale quindi un totale di 12 filtri di caratteristiche alquanto severe dato il ristretto margine in frequenza (3 kHz) fra canali adiacenti. Pertanto, per evidenti motivi di costo e di ingombro, anche in considerazione dello sviluppo crescente della filodiffusione in Italia, la soluzione preferita attualmente è quella dell'amplificazione a larga banda. Dopo l'amplificazione, che eventualmente può ripetersi in altre centrali di transito, il segnale di filodiffusione viene applicato al filtro di centrale che lo immette, unitamente al segnale fonico proveniente dagli organi di centrale, sul doppino d'abbonato.

Presso la sede dell'utente, un filtro d'abbonato separa il segnale di filodiffusione, che viene diretto all'apparecchio rivelatore, dal segnale fonico che raggiunge l'apparecchio telefonico.

Interessa quindi conoscere la statistica dei valori istantanei del segnale multiplo di filodiffusione al fine di progettare correttamente gli amplificatori a larga banda.

Nel presente lavoro vengono riportati i risultati dei calcoli sulla distribuzione statistica dei valori istantanei di un segnale costituito dalla somma di più por-

(*) Prof. dott. ing. Giovanni Tamburelli, libero docente in «Comunicazioni Elettriche», del CSELT; dott. ing. Achille Lanza del CSELT (Centro Studi e Laboratori di Telecomunicazioni del Gruppo STET).

Dattiloscritto pervenuto il 7 dicembre 1971.

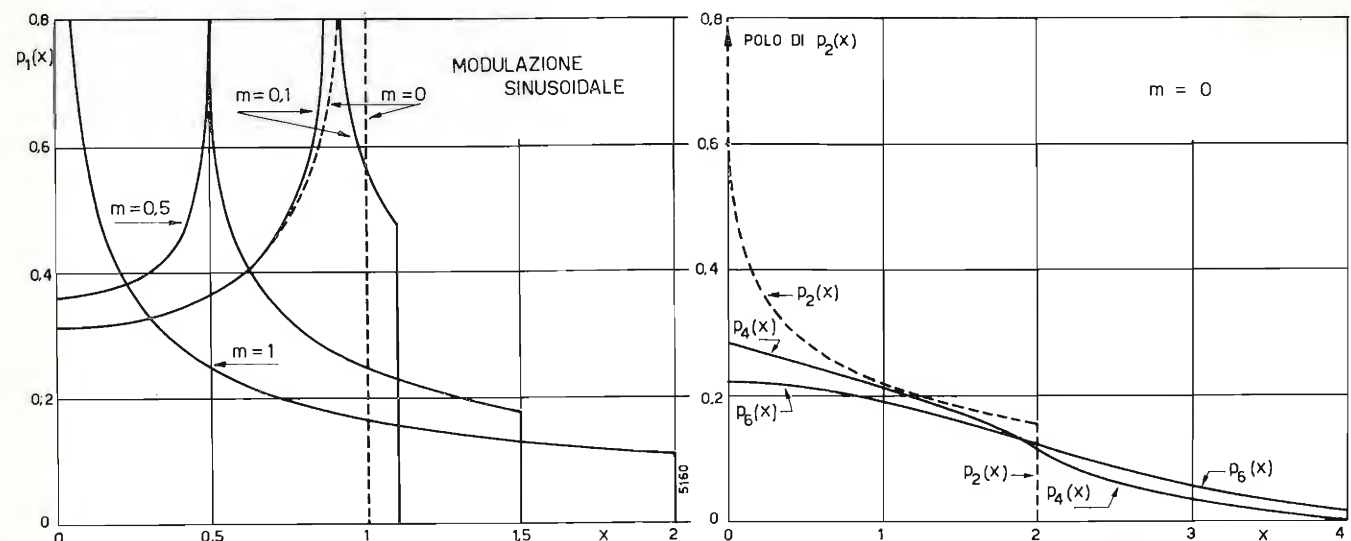



Fig. 1. — Densità di probabilità di una sinusoide di ampiezza unitaria modulata da una sinusoide con vari valori della profondità di modulazione m.

Fig. 2. — Densità di probabilità dei valori istantanei di un segnale somma di 2, 4 e 6 sinusoidi di ampiezza unitaria non modulate ($m = 0$).

tanti modulate in ampiezza considerando i casi in cui le portanti siano 1, 2, 4 o 6.

Ci si è limitati ad un massimo di 6 portanti perché si ritiene che attualmente sia il caso più interessante, in quanto relativo agli impianti di filodiffusione; comunque l'estensione al caso di 12-24 portanti (che può interessare i sistemi di frequenze vettrici di tipo telefonico) si ottiene mediante le formule di convoluzione usate nel testo per il calcolo delle densità di probabilità. Come segnale modulante si è considerato, sia il segnale vocale, sia il segnale misto vocale musicale; inoltre come segnale di confronto, da usare eventualmente per scopi di misura, si è pure considerato il segnale modulante sinusoidale.

2. Segnale modulante sinusoidale.

Lo studio si inizia con la trattazione di segnali modulanti sinusoidali, in quanto i risultati di questa trattazione costituiscono un utile termine di paragone per il successivo esame dei segnali modulanti di natura più complessa, in particolare di segnali casuali di note proprietà statistiche.

Consideriamo una cosinusoide di ampiezza unitaria, modulata in ampiezza da una cosinusoide con una profondità di modulazione che indicheremo genericamente con m. Se Ω e ω sono le pulsazioni rispettivamente della portante e della modulante, il segnale modulato, come ben noto, può essere così espresso:

$$x(t) = (1 + m \cos \omega t) \cos(\Omega t + \varphi)$$

Poiché la funzione $x(t)$ è il prodotto delle due funzioni $z(t) = 1 + m \cos \omega t$ e $u(t) = \cos(\Omega t + \varphi)$, la funzione di densità di probabilità $p_1(x)$ (¹) del segnale $x(t)$ può essere ricavata nel seguente modo. Ammesso che lo sfasamento φ fra la portante e la modulante presenti una densità di probabilità uniforme fra 0 e 2π (²), la $p_1(x)$ si ottiene applicando la relazione che dà la densità di probabilità del prodotto di due funzioni, fra loro non correlate, di cui siano note le rispettive densità di probabilità. Precisamente:

$$[1] \qquad p_1(x) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{|z|}\, p_z(z)\, p_u\left(\frac{x}{z}\right) dz \,,$$

ove la densità di probabilità $p_z(z)$ del segnale $z(t)$ e $p_u(u)$ del segnale $u(t)$ sono date da:

$$p_z(z) = \frac{1}{\pi \sqrt{m^2 - (z-1)^2}} \quad \text{per } |z - 1| \leqslant m \,,$$

$$p_z(z) = 0 \quad \text{per } |z - 1| > m \,,$$

$$p_u(u) = \frac{1}{\pi \sqrt{1 - u^2}} \quad \text{per } |u| \leqslant 1 \,,$$

$$p_u(u) = 0 \quad \text{per } |u| > 1 \,.$$

Di conseguenza la $p_1(x)$ risulta data da:

$$[2] \qquad p_1(x) = \frac{1}{\pi^2} \int_{1-m}^{1+m} \frac{1}{\sqrt{m^2 - (1-z)^2}\,\sqrt{z^2 - x^2}}\, dz$$

per $|x| \leq 1 - m$, e

$$[2'] \qquad p_1(x) = \frac{1}{\pi^2} \int_{|x|}^{1+m} \frac{1}{\sqrt{m^2 - (1-z)^2}\,\sqrt{z^2 - x^2}}\, dz$$

per $1 - m < |x| \leqslant 1 + m$ come si verifica facilmente in base alle assunzioni fatte.

Le [2] e [2'] risolte porgono:

$$[3] \qquad p_1(x) = \frac{2}{\pi^2 \sqrt{1 - (m - |x|)^2}}\, \mathrm{K}\left(\frac{2\sqrt{m\,|x|}}{\sqrt{1 - (m - |x|)^2}}\right)$$

per $|x| \leq 1 - m$,

(¹) Si definisce funzione di densità di probabilità l'espressione:

$$p(x) = \lim_{\Delta x \to 0} \frac{p(\Delta x)}{\Delta x}$$

dove $p(\Delta x)$ è la probabilità che la variabile x assuma un valore contenuto nell'intervallo Δx.

(²) Ciò equivale a considerare la densità di probabilità media del segnale modulato in ampiezza mediata al variare della fase φ tra 0 e 2π. Per una data fase φ, è intuitivo che la densità di probabilità rimane tanto più prossima a quella predetta mediata quanto più la pulsazione Ω è maggiore di ω.

$$[4] \qquad p_1(x) = \frac{1}{\pi^2 \sqrt{m\,|x|}}\, \mathrm{K}\left(\frac{\sqrt{1 - (m - |x|)^2}}{2\sqrt{m\,|x|}}\right)$$

per $1 - m \leq |x| \leq 1 + m$,

$$p_1(x) = 0 \quad \text{per } |x| > 1 + m \,,$$

dove K è il simbolo di funzione ellittica.

Nella figura 1 sono tracciate le curve $p_1(x)$ per $m = 0{,}1$, 0,5 e 1, oltre a quella per $m = 0$ relativa alla sinusoide non modulata.

Per quanto riguarda la densità di probabilità del segnale risultante dalla somma di più sinusoidi modulate, vengono presi in considerazione per semplicità i due casi estremi di $m = 0$ (assenza di modulazione) e $m = 1$ (modulazione del 100%).

2.1. Densità di probabilità di un segnale di più sinusoidi.

Allo scopo di effettuare opportuni confronti, si determina pure la funzione di densità di probabilità del segnale somma di 2, 4 e 6 segnali sinusoidali di ampiezza unitaria. Indicando con $p(x)$ la densità di probabilità di una sinusoide di ampiezza unitaria, ossia:

$$p(x) = \frac{1}{\pi \sqrt{1 - x^2}} \quad \text{per } |x| \leqslant 1 \,,$$

$$p(x) = 0 \quad \text{per } |x| > 1 \,,$$

la densità di probabilità $p_2(x)$ del segnale somma di due sinusoidi, ammesso che lo sfasamento relativo possa assumere con ugual probabilità qualsiasi valore fra 0 e 2π, risulta espressa dal seguente integrale di convoluzione:

$$p_2(x) = \int_{-\infty}^{\infty} p(x - a)\, p(a)\, da \quad \text{per } |x| \leqslant 2 \,,$$

$$p_2(x) = 0 \quad \text{per } |x| > 2 \,,$$

da cui si ottiene:

$$p_2(x) = \frac{1}{\pi^2}\, \mathrm{K}\left(\frac{\sqrt{4 - x^2}}{2}\right) \quad \text{per } |x| \leqslant 2 \,.$$

L'andamento di $p_2(x)$ è riportato in figura 2, limitatamente ai valori positivi della variabile x, data la simmetria della curva. La funzione, come è ovvio, è compresa fra -2 e $+2$; in tutto il campo di esistenza essa si mantiene limitata, salvo in corrispondenza dello zero ove presenta un polo.

La funzione di densità di probabilità $p_4(x)$ del segnale somma di 4 sinusoidi di ampiezza unitaria, è espressa dalla convoluzione di due funzioni $p_2(x)$, precisamente:

$$p_4(x) = \int_{-\infty}^{\infty} p_2(x - a)\, p_2(a)\, da \,.$$

Analogamente, il segnale somma di 6 sinusoidi avrà una densità di probabilità $p_6(x)$ data dalla convoluzione delle funzioni $p_2(x)$ e $p_4(x)$:

$$p_6(x) = \int_{-\infty}^{\infty} p_4(x - a)\, p_2(a)\, da \,.$$

Gli andamenti delle $p_4(x)$ e $p_6(x)$ sono stati ricavati mediante integrazione numerica all'elaboratore, data

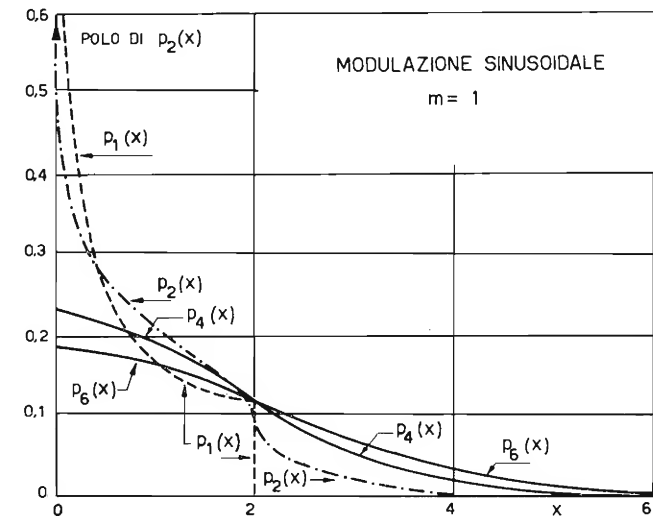



Fig. 3. — Densità di probabilità dei valori istantanei di un segnale di somma di 1, 2, 4 e 6 sinusoidi modulate sinusoidalmente al 100% ($m = 1$).

l'impossibilità di procedere analiticamente. La $p_4(x)$ e la $p_6(x)$ sono pure riportate in figura 2; a differenza delle $p_1(x)$ e $p_2(x)$, queste curve non presentano punti d'infinito (³).

2.2. Densità di probabilità di un segnale somma di più sinusoidi modulate al 100% da un segnale sinusoidale.

La densità di probabilità di una sinusoide modulata sinusoidalmente al 100% è data evidentemente dalla [4] ponendo $m = 1$, vale a dire:

$$[5] \qquad p_1(x) = \frac{1}{\pi^2 \sqrt{x}}\, \mathrm{K}\left(\frac{\sqrt{2 - |x|}}{2}\right)$$

Il relativo andamento, già riportato in figura 1, compare pure in figura 3. Le densità di probabilità dei segnali risultanti dalla somma di 2, 4 e 6 sinusoidi di ampiezza unitaria, modulate al 100% da un segnale sinusoidale, si possono ovviamente ricavare dalla $p_1(x)$ attraverso i seguenti integrali di convoluzione:

$$[6] \qquad p_2(x) = \int_{-\infty}^{\infty} p_1(x - a)\, p_1(a)\, da \,;$$

$$[7] \qquad p_4(x) = \int_{-\infty}^{\infty} p_2(x - a)\, p_2(a)\, da \,;$$

$$[8] \qquad p_6(x) = \int_{-\infty}^{\infty} p_4(x - a)\, p_2(a)\, da \,.$$

Gli andamenti delle [6], [7] e [8], ottenuti per integrazione numerica, sono riportati nella figura 3.

(³) Si osservi che in corrispondenza del valore estremo della variabile x, il polo presentato dalla $p_1(x)$ (fig. 1, curva $m = 0$), scompare nelle successive convoluzioni. Precisamente la $p_2(x)$, per $x = 2$, assume un valore finito, mentre per le $p_3(x)$, $p_4(x)$, ecc., la densità di probabilità per il valore estremo di x si annulla; lo studio dell'andamento della curva in questi punti di contatto con l'asse x non risulta comunque agevole potendosi intraprendere soltanto per via numerica.

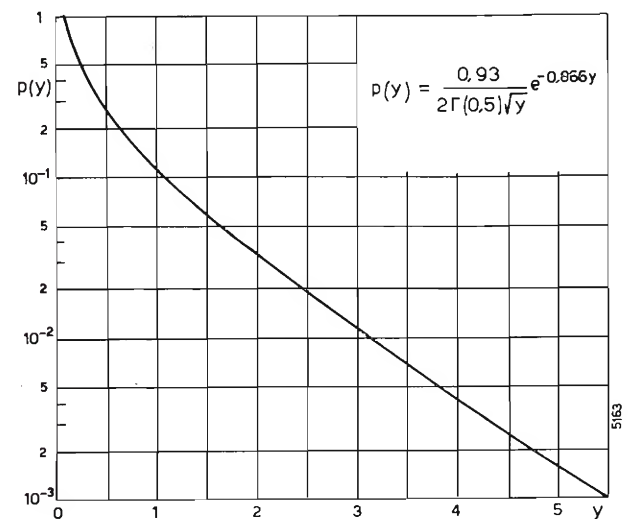



Fig. 4. — Andamento della funzione di densità di probabilità $\Gamma(l)$ con parametro $l = 0{,}5$ che simula il segnale vocale.

3. Segnale modulante vocale.

Quando il segnale modulante è di tipo vocale, lo studio della distribuzione statistica dei valori istantanei della portante modulata e, successivamente, del segnale risultante da più portanti modulate, richiede evidentemente la conoscenza della funzione di densità di probabilità del segnale vocale. Varie espressioni analitiche sono state proposte per simulare la predetta funzione, quali le funzioni esponenziale, gamma, funzioni composite gaussiana-esponenziale, ecc. Fra queste la più adatta a simulare un segnale vocale, consistente nella lettura di un testo con tono normale, si è dimostrata (bibl. 2) una distribuzione gamma, come in appresso indicato. Chiamando y il rapporto tra il valore istantaneo v della tensione all'uscita del microfono e il valore efficace v_0, cioè:

$$[9] \qquad y = \frac{v}{v_0}$$

la densità di probabilità di y, corrispondente ad una distribuzione gamma, risulta espressa da [4]:

$$[10] \qquad p(y) = \frac{k^l}{2\,\Gamma(l)} \mid y \mid^{l-1} e^{-k\,|y|}$$

$$\text{dove } k = \sqrt{l(l+1)}\,.$$

Il valore più appropriato del parametro l, quando sono usati microfoni di alta qualità, è risultato 0,5 (bibl. 2). Pertanto si è ritenuto che la [10], con $l = 0{,}5$, simulasse adeguatamente la densità di probabilità del segnale fonico. L'andamento della [10] è riportato in figura 4, limitatamente ai valori positivi di y.

Dopo modulazione con una portante di ampiezza unitaria e pulsazione Ω, l'espressione del segnale modulato risulta:

$$x(t) = [1 + v(t)] \cos \Omega\, t\,.$$

[4] La funzione gamma è l'estensione dei fattoriali ai numeri non interi ed è espressa da:

$$\Gamma(l) = \int_0^{\infty} e^{-t}\, t^{l-1}\, \mathrm{d}t$$

che, per l intero, diventa appunto $\Gamma(l) = (l-1)!$.

Con procedimento analogo a quello seguito nel caso del segnale modulante sinusoidale, si ricava la densità di probabilità $p_1(x)$ di $x(t)$. Così posto:

$$z(t) = 1 + v(t) = 1 + v_0\, y(t)\,, \qquad u(t) = \cos \Omega\, t\,,$$

si ha ancora:

$$[11] \qquad p_1(x) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{|z|}\, p_z(z)\, p_u\!\left(\frac{x}{z}\right) \mathrm{d}z\,,$$

coincidente con la [1] in cui però, come si ricava immediatamente:

$$[12] \qquad p_z(z) = \frac{1}{v_0}\, p\!\left(\frac{|z-1|}{v_0}\right) = \frac{k^l}{2\,v_0^{\,l}\,\Gamma(l)} \mid z-1 \mid^{l-1} e^{-k\,|z-1|/v_0}$$

$$[13] \qquad p_u(u) = \frac{1}{\pi\sqrt{1-u^2}} \quad \text{per } |u| \leqslant 1\,,$$

$$p_u(u) = 0 \quad \text{per } |u| > 1\,.$$

Sostituendo le [12] e [13] nella [11] si ottiene:

$$[14] \qquad p_1(x) = \frac{k^l}{2\,v_0^{\,l}\,\Gamma(l)} \int_{-\infty}^{\infty} \mid z-1 \mid^{l-1} \frac{e^{-k\,|z-1|/v_0}}{\sqrt{z^2-x^2}}\, \mathrm{d}z$$

per $|z| \geqslant |x|$,

$p_1(x) = 0$ per $|z| < |x|$ con $l = 0{,}5$.

Se s'impone che la profondità di modulazione del 100% sia raggiunta o superata con una probabilità prefissata ε, e si indica con y_ε il corrispondente valore di y, per la [9] si può scrivere $y_\varepsilon = 1/v_0$, avendo considerata unitaria l'ampiezza della portante. Una volta stabilito ε, il parametro v_0 rimane conseguentemente determinato.

La $p_1(x)$ è stata ricavata mediante integrazione numerica all'elaboratore; il sopracitato valore di ε è stato fissato con riferimento ai normali programmi radiofonici nei quali la probabilità ε oscilla mediamente fra 10^{-4} e 10^{-5}. Si è pertanto assunto $\varepsilon = 0{,}5 \cdot 10^{-4}$; ciò permette la diretta applicazione dello studio ai segnali di filodiffusione.

L'andamento di $p_1(x)$ è riportato, sia su scala lineare (a sinistra) sia su scala semilogaritmica (a destra, per mettere meglio in evidenza la parte relativa ai bassi valori di probabilità) in figura 5. Si può osservare che $p_1(x)$ presenta punti all'infinito per $x = 0$ e per $x = \pm 1$ (poli). Sullo stesso grafico (accanto alla $p_1(x)$, ove se ne discosta) è punteggiata la curva della densità di probabilità della portante non modulata ($m = 0$). Si osserva che nell'intervallo $0 < |x| < 0{,}8$ la modulazione non esercita praticamente alcuna influenza.

La figura 6 riporta invece, su carta normale, la distribuzione di probabilità della $p_1(x)$; la linea tratteggiata indica il risultato di rilievi sperimentali effettuati su un singolo canale di filodiffusione. Per le modalità di esecuzione di questi rilievi si rimanda al paragrafo 4. In figura 6, l'accordo tra valori teorici e sperimentali è abbastanza soddisfacente per valori di x non eccessivamente elevati.

Le densità di probabilità del segnale risultante dalla somma di due, quattro, sei portanti di ampiezza unitaria modulate dal segnale vocale, che indicheremo rispettivamente con $p_2(x)$, $p_4(x)$ e $p_6(x)$, si possono

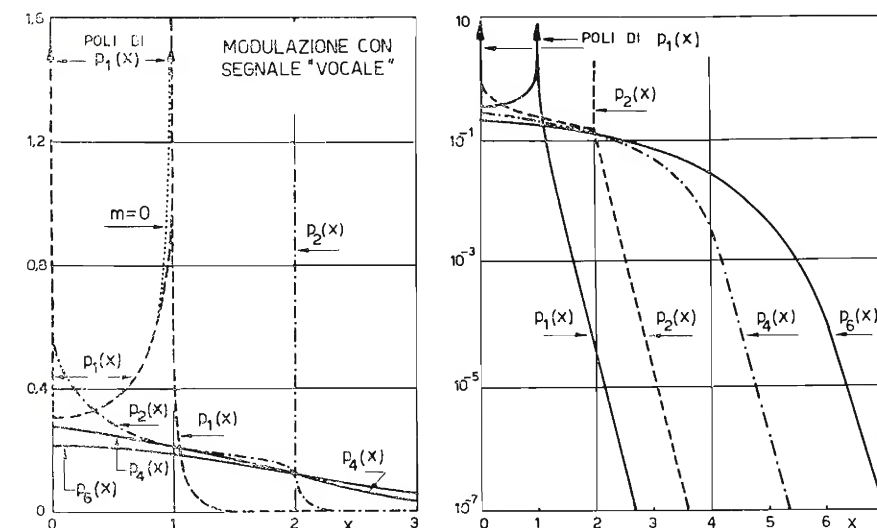



Fig. 5. — Densità di probabilità $p_1(x)$, $p_2(x)$, $p_4(x)$, $p_6(x)$ dei valori istantanei di una, due, quattro, sei portanti di ampiezza unitaria modulate dal segnale vocale: a sinistra su scala lineare, a destra su scala semilogaritmica per mostrare l'andamento ai valori bassi.

calcolare, per integrazione numerica, mediante integrali di convoluzione le cui espressioni sono formalmente identiche alle [6], [7] e [8]. Il loro andamento è stato riportato in figura 5.

Come si può dimostrare analiticamente, la $p_2(x)$ pur rimanendo limitata per tutto l'intervallo da $-\infty$ a $+\infty$, presenta per $x = 0$ e $x = \pm 2$ dei massimi relativi (come è segnato in figura 5, per $x = 2$ $p_2(x)$ ha un guizzo). Poiché negli integrali si è operato col principio delle aree equivalenti, e precisamente sostituendo alle curve continue di densità di probabilità istogrammi con « passi » di 1/1.000, i valori massimi ricavati non sono valori rigorosi, bensì valori che competono ad aree che insistono su un intervallo di 1/1.000. Questa approssimazione ha però un'influenza del tutto irrilevante nella determinazione della curva di distribuzione cumulativa.

Nella figura 7 è tracciata, su carta normale, la curva di distribuzione di probabilità del segnale somma di sei portanti di ampiezza unitaria, modulate dal segnale vocale nel modo sopra specificato,

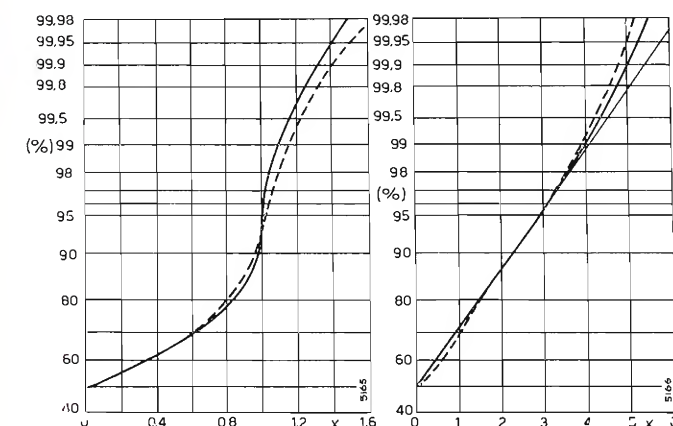



Fig. 6. — Distribuzione di probabilità di una portante di ampiezza unitaria modulata dal segnale vocale; a tratti la curva sperimentale ricavata su un singolo canale di filodiffusione.

Fig. 7. — Distribuzione di probabilità dei valori istantanei del segnale somma di 6 portanti di ampiezza unitaria modulati dal segnale vocale; in tratteggio la curva sperimentale ricavata sul segnale complessivo di filodiffusione e in linea sottile la retta relativa alla gaussiana con lo stesso scarto quadratico medio.

unitamente alla retta relativa alla gaussiana avente lo stesso scarto quadratico medio. Da questa figura si vede come la suddetta curva di distribuzione di probabilità segua con buona approssimazione l'andamento gaussiano per valori positivi che non sono superati per circa il 98% del tempo.

Poiché in pratica interessa il valore che è superato in modulo questa percentuale si riduce al 96%; infatti un 2% (100%-98%) corrisponde al superamento in senso positivo e un altro 2% quello in senso negativo. La linea a tratti che compare sulla medesima figura è stata ottenuta sperimentalmente (vedi paragrafo che segue) sul segnale complessivo costituito da 6 canali di filodiffusione. Tale curva rappresenta l'andamento medio ricavato da una serie di rilievi eseguiti con programmi di varia composizione (musica, recitazione, ecc.).

4. Esecuzione dei rilievi sperimentali sui segnali di filodiffusione.

I rilievi sperimentali sono stati effettuati nei laboratori CSELT alla presa d'attacco della filodiffusione. Per ripristinare in questo punto le condizioni esistenti nella centrale telefonica all'entrata dei filtri di alimentazione degli utenti, si è inserito un equalizzatore che compensasse la distorsione di ampiezza introdotta nelle 6 portanti dal percorso in cavo, ed un amplificatore che elevasse il livello delle singole portanti ad un valore conveniente per il sistema di misura. Il rumore introdotto dall'amplificatore era trascurabile anche in confronto coi più bassi livelli misurati. La disequalizzazione residua era contenuta entro 1 dB. L'uscita dell'amplificatore era collegata ad un complesso analizzatore atto a conteggiare il tempo di superamento di una soglia di valore regolabile.

Lo schema delle apparecchiature usate è rappresentato in figura 8. Il segnale da analizzare viene applicato al morsetto E di entrata di un contacicli P; regolati in esso i canali « marker A » e « marker B » ad una soglia di valore prefissato, dall'uscita A si ottiene un impulso di " start " ogni volta che il valore istantaneo del segnale d'entrata supera la soglia stessa; analogamte si ottiene un impulso di " stop " dall'uscita B ogni volta che il suddetto valore istantaneo scende

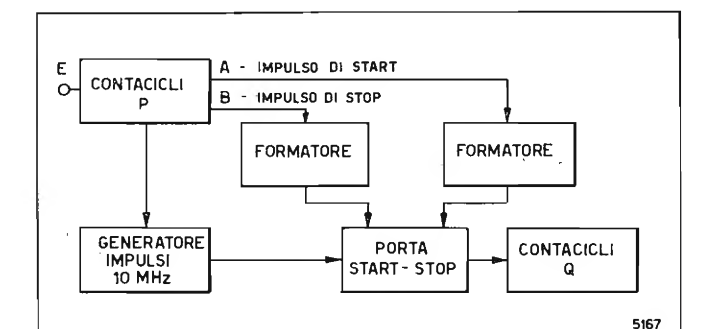



Fig. 8. — Schema a blocchi del sistema di misura impiegato per i rilievi sperimentali sui segnali di filodiffusione.

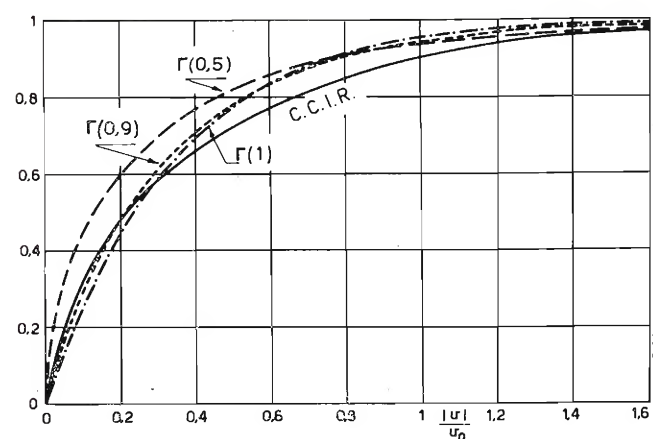



Fig. 9. — Distribuzione di probabilità di un segnale radiofonico (curva a tratto continuo) e curve che approssimano lo stesso andamento ammettendo che la funzione di d. d. p. sia del tipo $\Gamma(l)$, per 3 valori del parametro l e cioè $l = 1$ (esponenziale) $l = 0,9$ (max. appross. con la curva sperimentale), $l = 0,5$ (opt. simulazione per la voce).

al di sotto della soglia. Questi due impulsi, trasformati da adeguati formatori in impulsi molto stretti, comandano un circuito porta « start-stop »; precisamente l'impulso di start apre il circuito porta e l'impulso stop lo chiude. La porta è inserita fra un generatore d'impulsi a 10 MHz e un contacicli Q. Il generatore d'impulsi è sincronizzato dalla base dei tempi del contacicli P, in modo da avere un'elevata stabilità (circa 10^{-8}). Il contacicli Q totalizza così il tempo durante il quale la porta rimane aperta, ossia il superamento della soglia prefissata da parte del segnale di entrata. Questa durata viene indicata direttamente, in unità di tempo; essa, riportata percentualmente al tempo totale di analisi, dà la probabilità di superamento del valore impostato. Variando la soglia di P, si esplora tutta la gamma di ampiezza del segnale in entrata in modo da ricavare la curva completa di distribuzione di probabilità.

Ad ogni rilievo il complesso di misura veniva adeguatamente tarato; in tal modo si è ottenuta una precisione di misura che si aggira intorno al 3%.

Nel caso di rilievi effettuati sui 6 canali complessivi di filodiffusione, l'entrata E era collegata, attraverso il suddetto equalizzatore e amplificatore, all'attacco della filodiffusione; nel caso di rilievi effettuati su un singolo canale il collegamento avveniva all'interno di un filodiffusore in corrispondenza dell'uscita dei filtri di selezione dei canali.

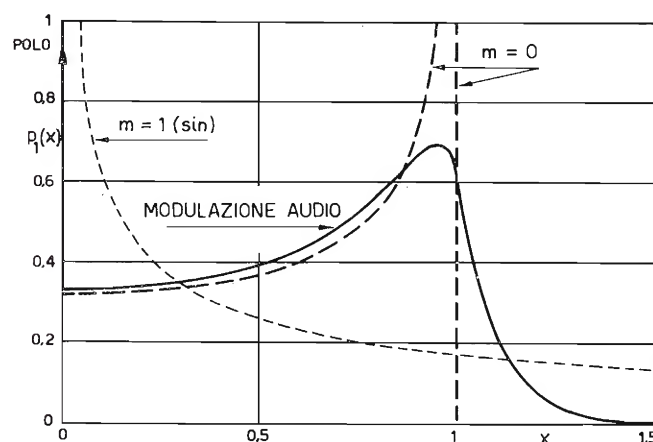



Fig. 10. — Andamento della $p_1(x)$: con linea continua: portante di ampiezza unitaria modulata dal segnale audio; a tratti: sinusoide non modulata ($m = 0$); punteggiata: portante modulata sinusoidalmente al 100% ($m = 1$).

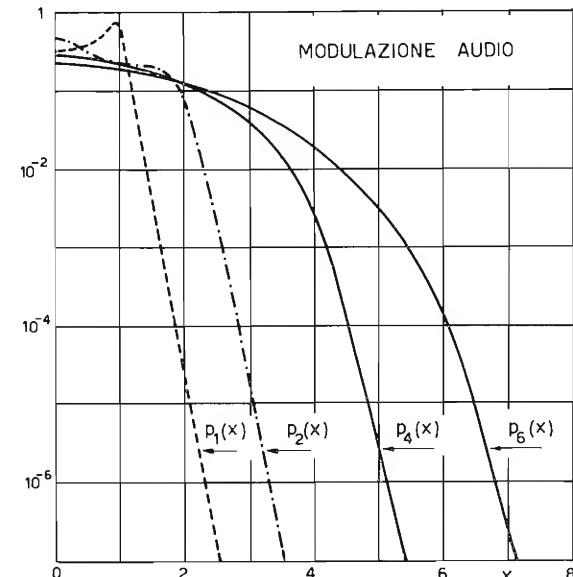



Fig. 11. — Andamento della funzione di densità di probabilità dei valori istantanei del segnale risultante da 1, 2, 4 e 6 portanti di ampiezza unitaria modulate dal segnale audio.

5. Segnale modulante di tipo audio.

Come successiva fase, si è condotto uno studio analogo a quello di cui al paragrafo 3 relativo al segnale vocale, prendendo in considerazione un segnale modulante « audio », intendendo con questo termine un segnale risultante da un programma misto, comprendente musica, prosa, notiziario, ecc., nonché le pause fra i vari programmi.

Quale campione di tale segnale per lo studio in oggetto si è considerato quello riportato in un documento del CCIR (bibl. 4) con la relativa distribuzione statistica dei valori di potenza istantanea. Questa curva di distribuzione è tracciata con linea continua, in figura 9, in cui in ascissa è indicato il rapporto fra la tensione istantanea in valore assoluto $|v|$ e il valore efficace della tensione v_0. Nella stessa figura sono pure tracciate le distribuzioni che si otterrebbero se la densità di probabilità in questione seguisse l'andamento della funzione $\Gamma(l)$, per tre valori del parametro l, precisamente $l = 1$ (curva esponenziale), $l = 0,5$ (caso considerato per il segnale vocale) e $l = 0,9$.

Quest'ultimo valore di l è quello che meglio approssima la curva sperimentale, in quanto presenta il minimo valore medio degli scarti quadratici fra la curva sperimentale e la funzione $\Gamma(l)$ che la simula. Tuttavia, poiché la differenza tra gli andamenti delle funzioni $\Gamma(l)$ con $l = 0,9$ e $l = 1$ non è molto rilevante, si è assunto la curva esponenziale quale curva approssimante la distribuzione di probabilità di un segnale fonico-musicale come quello della filodiffusione.

Seguendo lo stesso procedimento riportato al paragrafo 3 per il segnale vocale, sono state ricavate le curve di densità di probabilità $p_1(x)$, $p_2(x)$, $p_4(x)$ e $p_6(x)$.

La $p_1(x)$, calcolata imponendo che la profondità di modulazione del 100% sia raggiunta o superata con probabilità non superiore a $\varepsilon = 0,5 \cdot 10^{-4}$, è riportata con linea continua in figura 10. Essa presenta un polo all'origine; ha peraltro un andamento non molto dissimile dalla $p_1(x)$ di una sinusoide non modulata (ripor-

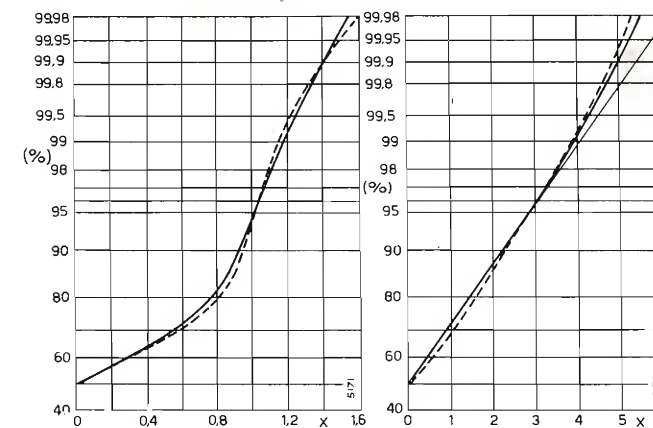



Fig. 12. — Distribuzione di probabilità di una portante di ampiezza unitaria modulata dal segnale audio; a tratti la curva sperimentale ricavata sul segnale complessivo della filodiffusione e in linea sottile la retta relativa alla gaussiana con lo stesso scarto quadratico medio.

Fig. 13. — Distribuzione di probabilità dei valori istantanei di 6 portanti di ampiezza unitaria modulate dal segnale audio; a tratti la curva sperimentale ricavata sul segnale complessivo della filodiffusione e in linea sottile la retta relativa alla gaussiana con lo stesso scarto quadratico medio.

tata in fig. 10 a tratti lunghi e marcata $m = 0$) almeno per valori non troppo elevati di x (ciò del resto succede anche per la modulazione vocale, vedi fig. 5). Tale andamento risulta invece sostanzialmente differente dalla curva relativa alla modulazione sinusoidale con $m = 1$ (curva pure riportata a trattini in fig. 10 e marcata $m = 1$); ciò perché il segnale in esame, con modulazione « audio » raggiunge statisticamente la profondità di modulazione del 100% ($m = 1$) soltanto per percentuali di tempo molto limitate ($\varepsilon = 0,5 \cdot 10^{-4}$ nel nostro caso).

Gli andamenti delle $p_2(x)$, $p_4(x)$ e $p_6(x)$ sono riportati nella figura 11 su scala semilogaritmica per meglio evidenziare i bassi valori di probabilità. Nessuna di queste funzioni presenta poli.

La curva di distribuzione di probabilità della $p_1(x)$ è stata tracciata in figura 12; la linea tratteggiata riporta l'andamento ricavato sperimentalmente su un singolo canale di filodiffusione.

In figura 13 è tracciata la curva di distribuzione di probabilità del segnale risultante dall'insieme di sei canali di filodiffusione modulati con segnale « audio », unitamente alla gaussiana avente lo stesso scarto quadratico medio.

6. Confronto fra i risultati ottenuti e valori di sovraccarico.

Nella figura 14 sono riportate, per comodità di confronto, le curve di densità di probabilità del segnale somma di sei portanti, di ampiezza unitaria, modulate da:

a) un segnale che presenta una distribuzione probabilistica di tipo $\Gamma(l)$ con parametro $l = 0,5$ (che risulta la più adeguata per simulare il segnale vocale) - linea continua;

b) un segnale che presenta la stessa distribuzione precedente ma con $l = 1$ (che risulta la più adeguata

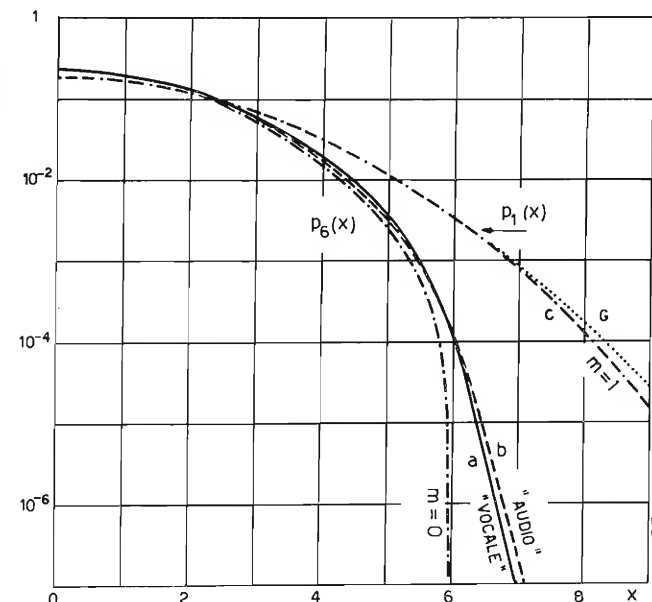



Fig. 14. — Densità di probabilità del segnale somma di 6 portanti di ampiezza unitaria modulate da segnali di differenti proprietà statistiche. Con G è indicata la gaussiana avente lo stesso scarto quadratico medio della curva relativa al segnale somma di 6 portanti modulate sinusoidalmente al 100%.

per simulare il segnale misto vocale-musicale) - linea a tratti;

c) un segnale sinusoidale con profondità di modulazione $m = 1$; - linea a due tratti e un punto marcato;

oltre alla curva di densità di probabilità del segnale somma di sei sinusoidi non modulate; - linea a punto e tratto.

Nella tabella I sono riportati i valori assoluti di tensione istantanea superati con una probabilità di 10^{-3}, 10^{-4}, ... 10^{-7}, nel caso di un segnale risultante dalla somma di sei portanti di ampiezza unitaria, modulate da un segnale che ha una distribuzione probabilistica sia del tipo gamma con $l = 0,5$ sia del tipo esponenziale, in entrambi i casi si è supposto che la probabilità che una singola portante sia modulata con una profondità di modulazione $m \geqslant 1$ sia $0,5 \cdot 10^{-4}$. Sulla stessa tabella sono inoltre riportati i valori che

TABELLA I

Valore assoluto tensione istantanea del segnale somma di 6 portanti modulate da segnali vocali (funz. Γ con $l = 0,5$) e musicali (funz. Γ con $l = 1$). (Ampiezza portante = 1)				Probabilità di superamento
funz. Γ con $l = 0,5$	gaussiana	funz. Γ con $l = 1$	gaussiana	
5,32	5,85	5,25	5,76	10^{-3}
5,82	6,92	5,83	6,81	10^{-4}
6,18	8,45	6,24	8,31	10^{-5}
6,51	8,70	6,60	8,56	10^{-6}
6,83		6,92		10^{-7}

sarebbero superati con la probabilità specificata qualora le distribuzioni di probabilità fossero gaussiane con gli stessi scarti quadratici medi. Anche dalla tabella appare la sostanziale identità delle due distribuzioni considerate (Γ con $l = 0,5$ e $l = 1$) ai fini della distribuzione probabilistica del segnale risultante da sei programmi di filodiffusione.

La tabella II è analoga alla tabella I, si riferisce però ad un singolo canale.

TABELLA II

Valore assoluto tensione istantanea di una portante modulata da segnali vocali (funz. Γ con $l = 0,5$) e musicali (funz. Γ con $l = 1$). (Ampiezza portante = 1)		Probabilità di superamento
funz. Γ con $l = 0,5$	funz. Γ con $l = 1$	
1,42	1,47	10^{-3}
1,69	1,69	10^{-4}
1,96	1,92	10^{-5}
2,23	2,15	10^{-6}
2,51	2,38	10^{-7}

Le tabelle I e II possono risultare di utilità nel dimensionamento di un amplificatore progettato per amplificare il segnale corrispondente all'insieme dei 6 programmi e, rispettivamente, di un singolo canale di filodiffusione.

Poiché il CCITT considera generalmente come valore della tensione di sovraccarico quel particolare valore che può essere superato per non più del 10^{-5} del tempo, nella figura 15 si è riportata la curva che fornisce il valore di sovraccarico, secondo il CCITT, in funzione del numero di canali con la modulazione vocale sopra definita. Si osservi in proposito, con riferimento alla tabella I, che il sovraccarico con 6 canali risulta di poco superiore a 6 volte l'ampiezza di una portante; ciò sta ad indicare come al crescere del numero dei canali il sovraccarico non venga più a dipendere dalla modulazione, ma sia essenzialmente determinato dagli istanti in cui le portanti vengono a trovarsi in fase. In sostanza si può dire che, con un numero di canali maggiore di 6 e non eccessivamente elevato, il sovraccarico risulta all'incirca dato dal prodotto dell'ampiezza della portante per il numero di canali. Si osservi ancora che questo risultato è estendibile, a maggiore ragione, ai circuiti telefonici, i quali, come è noto, hanno profondità di modulazione variabile e generalmente inferiore a quella sopra considerata.

Inoltre, dato che la curva di distribuzione di probabilità del segnale risultante da 6 portanti modulate del segnale vocale o audio segue con buona approssimazione l'andamento gaussiano per valori non superati in valore assoluto per circa il 96% del tempo, nel caso di 6 o più segnali, si può sostituire entro tale limite alla effettiva curva di distribuzione, una gaussiana con lo stesso scarto quadratico medio.

Si noti in proposito che nel caso di segnali semplicemente trasposti in banda, soltanto con un numero alquanto più elevato si ottiene una distribuzione approssimativamente gaussiana. Inoltre anche il segnale somma di 6 sinusoidi modulate sinusoidalmente al 100% ha una distribuzione che segue soddisfacentemente la gaussiana: ciò si può vedere dalla figura 14, in cui è contrassegnata con la linea G la distribuzione gaussiana con lo stesso scarto quadratico medio della distribuzione del segnale suddetto.

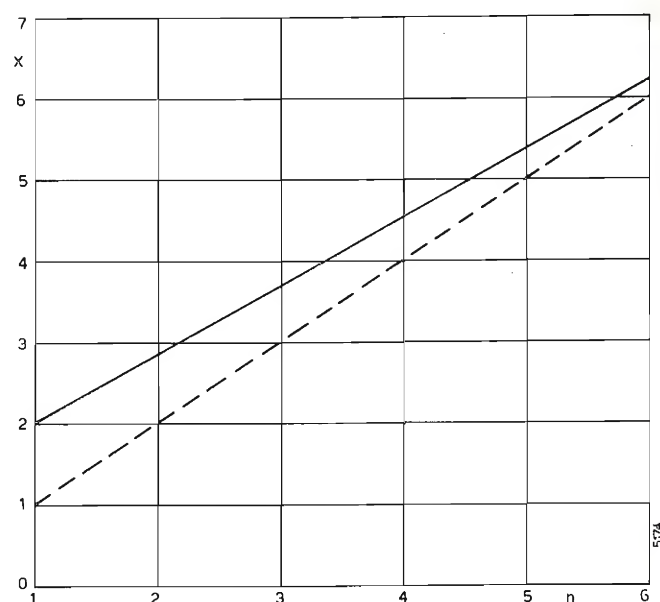



Fig. 15. — Valori istantanei superati con probabilità 10^{-5}, in funzione del numero n di canali, nel caso di modulazione vocale, considerando unitaria l'ampiezza di ciascuna portante. La retta a tratti dà i valori massimi per le portanti non modulate.

Si osserva infine che, sia nel caso di una somma di sinusoidi non modulate, sia nel caso di una somma di sinusoidi modulate da un segnale sinusoidale con profondità di modulazione del 100%, oppure modulate dal segnale vocale, purché costituenti una serie di tipo uniformemente limitato (bibl. 5) si può applicare il teorema del limite centrale di Lindeberg-Feller ed affermare che, al tendere ad infinito del numero di termini di questa serie, il segnale somma tende in ogni caso a diventare gaussiano.

Le rappresentazioni approssimate non sono però applicabili per lo studio del sovraccarico. Infatti la differenza fra le distribuzioni, effettiva e gaussiana, evidenziata dalla tabella I, è tale da non consentire la suddetta sostituzione di distribuzione, per cui ai fini del sovraccarico è indispensabile fare riferimento all'effettiva distribuzione statistica del segnale. (1382)

BIBLIOGRAFIA

1. - HOLBROOK B. D., DIXON J. T.: *Load rating theory for multi-channel amplifiers.* « Bell System Technical Journal », ottobre 1939.

2. - RICHARDS D. L.: *Statistical properties of speech signals.* « Proc. IEE », vol. III, n. 5, maggio 1964.

3. - BILLIA G. P.: *La filodiffusione nel 1968.* « Elettronica e Telecomunicazioni », luglio-agosto 1968, p. 131.

4. - C.C.I.R. - Doc. CMTT/158. *Characteristics of signals sent over monophonic programme circuits.*

5. - MARCK FISZ: *Probability theory and mathematical statistics.* « Wiley & Sons, Inc. », III Edizione, p. 206.

SISTEMI DI ACCENSIONE A SEMICONDUTTORI PER MOTORI A SCOPPIO D'AUTOMOBILE

GIORGIO DEL ZOTTO (*)

SOMMARIO — Da un'analisi dei valori dell'energia della tensione e del tempo di salita che ottimizzano la scintilla nei cilindri dei motori a combustione interna per automobile si risale al perché della tendenza attuale ad abbandonare l'accensione tradizionale per passare a quella a transistori ed a quella a scarica capacitiva. Si riporta la descrizione di un'accensione a scarica capacitiva di cui si è effettuato il progetto, se ne illustrano le caratteristiche, si mettono in luce i vantaggi rispetto ai sistemi tradizionali.

*SUMMARY — **Semiconductor ignition system for automotive engines.** Electronic ignition systems tend to be more and more widely adopted in automotive engines, because of their advantages from the viewpoint of discharge energy, voltage and rise time with respect to conventional systems. The features of a capacitor discharge system are discussed in detail.*

1. Considerazioni su tensione ed energia al secondario della bobina.

I motori a combustione interna a ciclo otto per automobile, richiedono, in condizioni di bassa temperatura ed elevata umidità, una tensione di circa 25 kV ai capi delle candele affinché abbia luogo la scarica.

In figura 1 è rappresentato in *a*) lo schema di una accensione convenzionale per motore a scoppio d'automobile e in *b*) il suo circuito equivalente; C_s rappresenta la capacità totale sul secondario della bobina che vale circa 100 pF di cui 50 pF imputabili alla somma delle capacità dovute al distributore, alle candele ed ai fili di collegamento e 50 pF imputabili alle capacità parassite relative al secondario della bobina che in pratica è un trasformatore elevatore di tensione adatto allo scopo.

Si ritiene generalmente che l'energia necessaria a provocare l'accensione della miscela aria-combustibile sia di circa 1 mJ; prima però che la scarica abbia luogo è necessario caricare la capacità distribuita C_s fino a che la tensione ai suoi capi raggiunga circa i 25 kV. Questi dati sono ormai convalidati da lunga esperienza.

I sistemi di accensione tradizionali si basano sul fatto che a puntine chiuse circola corrente nel primario della bobina; si immagazzina pertanto energia nel suo campo magnetico; all'apertura delle puntine il campo magnetico decresce molto velocemente dando così luogo ad una tensione sul secondario. Al fine di ottenere la massima tensione di uscita è necessario immagazzinare la massima energia sotto forma magnetica sul primario della bobina durante il periodo in cui i contatti sono chiusi; tale energia è espressa dalla relazione:

$$W_p = \frac{1}{2} L_p i_p^2 , \qquad [1]$$

(*) Dott. ing. Giorgio del Zotto della ATES - Castelletto di Settimo Milanese. Lavoro tratto dalla memoria presentata al Convegno di Torino « Elettronica 1 » e pervenuto il 15 dicembre 1971.

con:

W_p = energia immagazzinata nel primario;

L_p = induttanza dell'avvolgimento primario;

i_p = corrente dell'avvolgimento primario.

Tale formula suggerisce, al fine di rendere massima l'energia immagazzinata, di aumentare sia l'induttanza primaria, sia la corrente. Tuttavia nei sistemi convenzionali i_p non può essere aumentata oltre 3,5 A circa per non ridurre di molto la vita delle puntine. Infatti nel momento della loro apertura si localizza fra esse la sovratensione, prodotta dal primario, dell'ordine di 250 V che determina un arco il quale favorisce l'ossidazione e produce un trasporto di materiale proporzionale all'intensità della corrente, dando luogo alla usura delle puntine.

Va inoltre osservato che l'induttanza non può essere aumentata oltre un certo limite perché altrimenti la costante di tempo relativa al circuito primario assume valori eccessivi e quindi alle alte velocità l'energia immagazzinata diminuisce. Dalla formula [1] risulta inoltre che l'energia varia linearmente con l'induttanza e quadraticamente con la corrente per cui è particolarmente conveniente aumentare la corrente.

Al fine di effettuare una scelta del valore di tali parametri è opportuno valutare l'energia immagazzinata sotto forma elettrostatica nelle capacità all'atto della scarica (puntine aperte) energia che viene precedentemente immagazzinata sotto forma magnetica (puntine chiuse).

In funzione della capacità totale riportata al secondario C_t e della tensione secondaria V_s, si ha:

$$W_p = \frac{1}{2} C_t V_s^2 = \frac{1}{2} \left(\frac{C_p}{n^2} + C_s \right) V_s^2 \qquad [2]$$

dove:

C_p = capacità primaria, praticamente coincidente con quella posta in parallelo alle puntine (fig. 1);

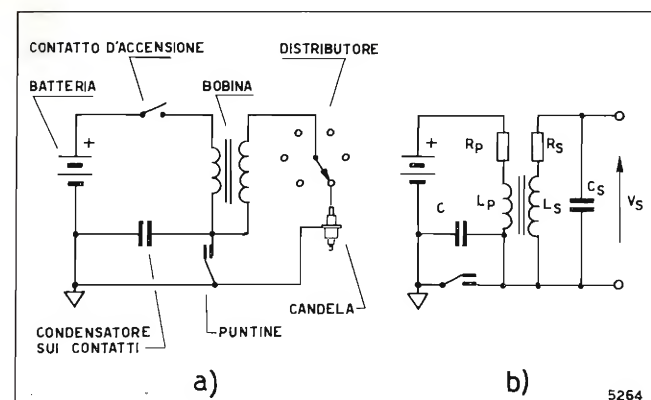



Fig. 1. — *a*) Schema elettrico di una accensione normale per motore a scoppio e *b*) suo circuito equivalente.

C_s = capacità totale secondaria sopra definita ($\sim$ 100 pF);

$n = N_s/N_p$ = rapporto spire della bobina.

Le bobine dei sistemi tradizionali di accensione sono caratterizzate da un rapporto spire di circa 100; sulle puntine si ha pertanto una tensione di circa 25000/100 = 250 V, ed è necessaria una capacità C_p di circa 0,22 μF al fine di evitare la presenza di archi. Introducendo nella [2] i valori presi in considerazione si ottiene:

$$W_p = 0{,}5\,(0{,}22 \cdot 10^{-6}/10^4 + 10^2 \cdot 10^{-12}) \cdot 25^2 \cdot 10^6 = 38 \text{ mJ} .$$

Generalmente si tende ad adottare un valore che è circa il doppio del valore teorico sopra calcolato.

2. Accensione elettronica a transistori.

La disponibilità di transistori al silicio con tensioni di rottura superiori ai 500 V, correnti di collettore di 10 A e temperatura massima di giunzione pari a 150°C, permette la realizzazione di accensioni elettroniche con basse correnti sui contatti ed elevate correnti nel primario della bobina.

In figura 2 è rappresentato lo schema di una tipica accensione elettronica a transistori NPN.

Desiderando immagazzinare sul primario della bobina un'energia doppia di quella calcolata, cioè ponendo W_p = 75 mJ, nell'ipotesi di far circolare nel primario, in condizioni normali, una corrente di 5 A, dalla [1] si ha:

$$[3] \qquad L_p = \frac{2\,W_p}{i_p^2} = \frac{2 \cdot 75 \cdot 10^{-3}}{5^2} = 6 \cdot 10^{-3} \text{ H} .$$

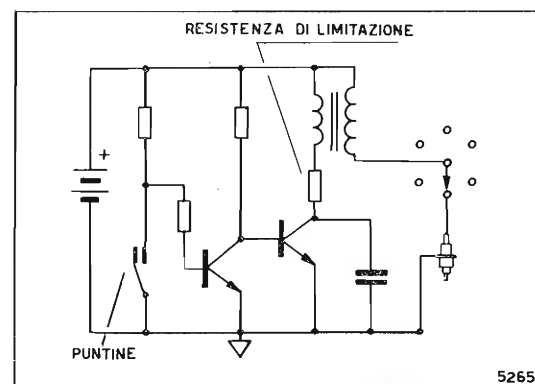



Fig. 2. — Schema elettrico di una tipica accensione per motore a scoppio a transistori.

Supponendo che la corrente $i_{p\,max}$ che attraversa il transistore non debba assumere valori superiori a 7 A, che il valore massimo della tensione di batteria $V_{b\,max}$ sia 17 V e che quello della tensione di saturazione $V_{CE\,sat}$ sia 1,5 V, il valore della resistenza totale al primario, valore dato dalla somma della resistenza interna della bobina e di quella della « resistenza di limitazione » (fig. 2), può essere dedotto dalla:

$$[4] \qquad R_p = \frac{V_{b\,max} - V_{CE\,sat}}{i_{p\,max}} = \frac{17 - 1{,}5}{7} = 2{,}2\ \Omega .$$

È richiesto che l'energia immagazzinata nel primario della bobina si mantenga il più possibile costante al variare del numero di giri. Una volta stabilita la diminuzione percentuale di energia $\varepsilon = \Delta W_p/W_p$ che si considera accettabile al massimo numero di giri ed i valori di R_p ed L_p, il tempo durante il quale si deve verificare circolazione di corrente sul primario della bobina è definito in prima approssimazione dalla relazione [1]:

$$[7] \qquad t = 2{,}3\, T \lg_{10} \frac{2}{\varepsilon}$$

dove $T = L_p/R_p$ è la costante di tempo del circuito primario che nel nostro caso vale:

$$[8] \qquad T = \frac{L_p}{R_p} = \frac{6{,}1 \cdot 10^{-3}}{2{,}2} = 2{,}78 \cdot 10^{-3} .$$

Definiti pertanto il valore di L_p tramite la [3], quello di R_p tramite la [4] e definito il decremento di energia ammissibile si tratta di verificare se al massimo numero di giri il tempo di circolazione della corrente è superiore a quello definito dalla [7]; qualora non lo fosse si deve introdurre qualche accorgimento circuitale che limiti il tempo di interdizione del transistore finale a quello strettamente necessario all'esaurirsi della scarica: occorre cioè aumentare il rapporto « tempo di conduzione/tempo di interdizione » di tale transistore.

---

(1) L'andamento della i_p in funzione del tempo t è dato da:

$$[5] \qquad i_p = I_p\,(1 - e^{-t/T})$$

in cui I_p = è il valore massimo di i_p che si ha per $t = \infty$ e $T = L_p/R_p$ è la costante di tempo del circuito primario della bobina. Dalla [1] e dalla [5] si ha:

$$W_p = \frac{1}{2} L_p I_p^2\,(1 - e^{-t/T})^2$$

da cui:

$$\varepsilon = \frac{W_{pmax} - W_p}{W_{pmax}} = \frac{1 - (1 - e^{-t/T})^2}{1} =$$

$$[6] \qquad = 1 - 1 + 2\,e^{-t/T} - e^{-2t/T} =$$

$$= 2e^{-t/T} - e^{-2t/T} = \sim 2e^{-t/T} ,$$

perché il secondo termine è piccolo (errore del 18% per $t = T$, decrescente al crescere di t); inoltre la formula approssimativa fornisce un decremento di energia superiore a quello effettivo, ciò può costituire un margine di sicurezza. Ricavando t dalla [6] approssimata cioè da: $\varepsilon = 2e^{-t/T}$ si ottiene:

$$[7] \qquad t = T \lg_e \frac{2}{\varepsilon} = 2{,}3\,\frac{L_p}{R_p} \lg_{10} \frac{2}{\varepsilon} .$$

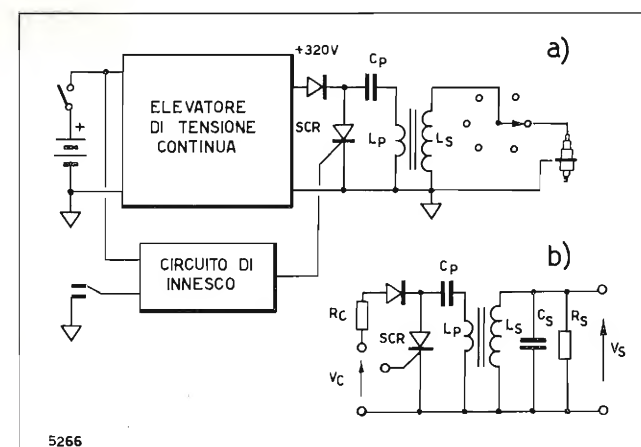



Fig. 3. — Schema a blocchi di una accensione a scarica capacitiva. *b*) circuito equivalente di uscita.

3. Accensione elettronica a scarica capacitiva.

In figura 3*a*) è rappresentato lo schema a blocchi di una accensione a scarica capacitiva; in figura 3*b*) un circuito equivalente dell'uscita della stessa. In tale figura si è indicato con V_c ed R_c la tensione d'uscita e la resistenza interna del convertitore elevatore di tensione continua. Allorché il raddrizzatore al silicio comandato (SCR - Silicon Controlled Rectifier) è interdetto la capacità C_p si carica, attraverso R_c, alla tensione V_c; quando il SCR diventa conduttore e C_p si scarica sul primario del trasformatore nasce una tensione sul secondario che cresce e carica la capacità C_s.

La costante di tempo necessaria all'immagazzinamento dell'energia assume valori molto più bassi nel sistema a scarica capacitiva rispetto a quello a transistori. Infatti, per V_c si sceglie usualmente il valore di 350 V che consente, rispetto al sistema a transistori (fig. 2), di abbassare il rapporto spire, e che d'altra parte permette di impiegare SCR con tensioni di bloccaggio non elevate e quindi di costo contenuto. Tenuto conto del valore di energia già preso in considerazione, la capacità C_p può essere ricavata dalla nota espressione $W_p = C_p V_c^2/2$ per cui si ha:

$$[9] \qquad C_p = \frac{2 \cdot W_p}{V_c^2} = 2\,\frac{38 \cdot 10^{-3}}{350^2} = 0{,}62\,\mu\text{F} .$$

Tale capacità è stata calcolata per un valore di energia che è quello minimo ideale; raddoppiandolo analogamente a quanto è stato già fatto per i due sistemi precedenti, si ottiene: $C_p = \sim 1{,}2\ \mu$F.

Inoltre, tenuto conto che è abbastanza facile costruire convertitori elevatori di tensione continua che, per la richiesta tensione di 350 V, abbiano una resistenza interna di circa 500 ohm, la costante di tempo del circuito che effettua l'immagazzinamento dell'energia vale:

$$[10] \qquad T_c = R_c\,C_p = 5 \cdot 10^2 \cdot 1{,}2 \cdot 10^{-6} = 0{,}6 \text{ ms} .$$

Tale costante di tempo è circa 4,5 volte inferiore a quella già calcolata per l'accensione a transistori con la [8].

Sostanzialmente nel sistema di accensione tradizionale l'energia necessaria per ottenere la scintilla è immagazzinata nel circuito magnetico della bobina a bassa tensione (12 V) e forte corrente; questa determina l'usura delle puntine che provvedono ad interromperla. Invece nel sistema a scarica capacitiva l'energia suddetta è immagazzinata in un condensatore di circa 1,2 μF caricato a 350 V. Si evita così l'usura delle puntine che interrompono correnti molto più limitate.

Nei confronti con l'accensione a transistori vi è da osservare che un SCR in grado di bloccare tensioni dell'ordine 350 V e di reggere correnti di picco di 100 A è più economico di un transistore che sopporti correnti e tensioni di 5 A e di 400 V.

Al fine di definire il rapporto spire della bobina si prenda in considerazione il circuito di figura 3*b*). Supposta immutata la quantità di energia presente nel sistema prima e dopo l'inizio della conduzione del rettificatore controllato, si può scrivere:

$$\frac{1}{2}\,C_p\,V_c^2 = \frac{1}{2}\,C_p\,\frac{V_s^2}{n^2} + \frac{1}{2}\,C_s\,V_s^2$$

in cui n è il rapporto fra le spire del secondario N_s e quelle del primario N_p; ricavando n si ha:

$$[11] \qquad n = \frac{N_s}{N_p} = \sqrt{\frac{C_p\,V_s^2}{C_p\,V_c^2 - C_s\,V_s^2}} .$$

Supposto $C_p = 1\,\mu$F si ottiene: $n = N_s/N_p = 102$.

Va osservato che il calcolo è stato effettuato per C_s = = 100 pF; in realtà, adottando un sistema a scarica capacitiva e quindi un trasformatore per impulsi invece di una bobina di tipo convenzionale il valore di C_s può essere ridotto a 80 pF. Con valore si ottiene n = 87.

4. Tempo di salita.

Piccoli tempi di salita della forma d'onda della tensione agli elettrodi delle candele rendono il sistema idoneo a dar luogo all'accensione della miscela anche nel caso in cui gli elettrodi delle candele siano imbrattati da sostanze carboniose o deposito di olio.

Prendendo in considerazione un caso ideale, trascurando cioè gli elementi dissipativi, il tempo di salita della forma d'onda può essere calcolato tramite la pulsazione naturale $\omega = 1/\sqrt{LC}$, dove L e C sono l'induttanza e la capacità del circuito equivalente al secondario della bobina. Le bobine tradizionali presentano generalmente i seguenti valori: L = 50 H, C = 100*p* F. Il tempo di salita vale pertanto [2]:

[12]

$$t_s = 1{,}02/\omega = 1{,}02\,\sqrt{LC} = 1{,}02\,\sqrt{50 \cdot 10^{-10}} = 72{,}1\,\mu\text{s} .$$

Dalla [12] risulta che al fine di avere un tempo di salita più breve è necessario diminuire il prodotto LC. Ciò è di difficile attuazione nel sistema convenzionale

---

(2) Per tempo di salita t_s si intende il tempo necessario affinché la forma d'onda, nel nostro caso supposta sinusoidale, passi dal 10% al 90% del suo valore massimo. Si ha quindi:

$$\text{sen}\ \omega t_{10\%} = 0{,}1 , \qquad \text{sen}\ \omega t_{90\%} = 0{,}9 ;$$

esprimendo l'asse dei tempi in gradi si ha:

$$t_{10\%} = \text{arc sen}\ \omega t_{10\%} = 5^\circ\,45' , \quad t_{90\%} = \text{arc sen}\ \omega t_{90\%} = 64^\circ\,10'$$

$$t_s = t_{90\%} - t_{10\%} = 64^\circ\,10' - 5^\circ\,45' = 58^\circ\,25' ;$$

poiché un radiante vale 57° 18' risulta:

$$[12] \qquad t_s = 1{,}02 \text{ radianti} = 1{,}02/\omega .$$

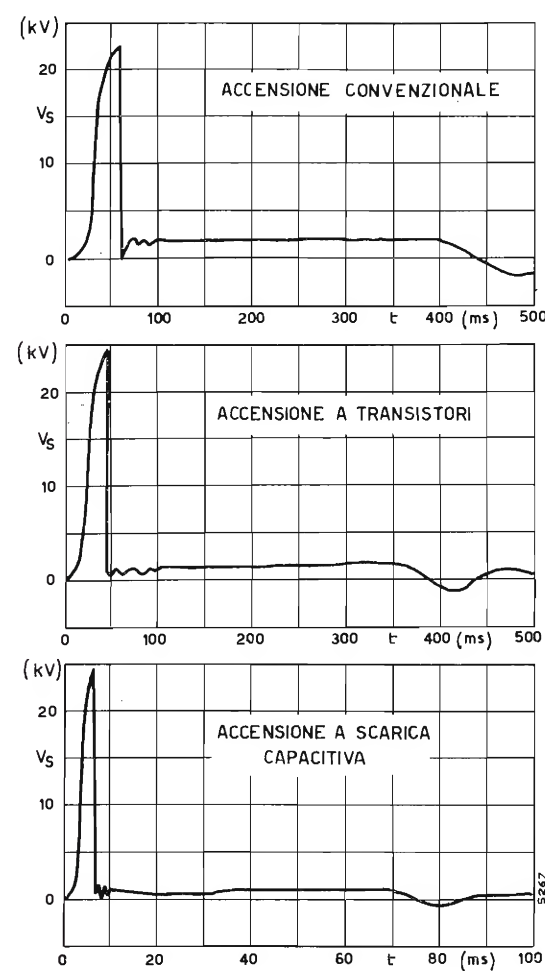



Fig. 4. — Andamento della tensione sulla candela nei tre casi di accensione convenzionale, a transistori e a scarica capacitiva; si noti la diversa scala dei tempi usata in quest'ultimo caso.

ed in quello a transistori. La necessità di avere un certo valore dell'induttanza primaria e del rapporto spire, porta a valori elevati l'induttanza e la capacità distribuita del secondario e quindi a un basso valore della pulsazione naturale. Le bobine dei sistemi a scarica capacitiva, molto simili a trasformatori di impulsi, hanno invece la caratteristica di essere dotate di valori molto più bassi dell'induttanza e della capacità distribuita.

Per tali trasformatori l'induttanza secondaria può essere ridotta a valori minimi dell'ordine di 0,2 H e la capacità secondaria a 80 pF di cui 30 imputabili agli avvolgimenti e 50 al distributore, ai fili di collegamento e alle candele. In tal caso la [12] dà:

$$t_s = \sim 4{,}1\ \mu s$$

cioè un tempo di salita circa 17 volte più piccolo.

Il perché un basso tempo di salita abbia come conseguenza la possibilità da parte del sistema di dar luogo a corrette accensioni della miscela con elettrodi delle candele imbrattati, non è perfettamente chiaro: può comunque essere, almeno in parte, spiegato tenendo conto dell'« effetto pelle » ed osservando che le componenti ad alta frequenza sono quelle di maggior « peso » in una scomposizione secondo Fourier di una forma d'onda a breve tempo di salita.

In figura 4 sono rappresentati gli andamenti tipici della tensione sulle candele per il sistema convenzionale, per quello a transistori e per quello a scarica capacitiva.

Il parametro tramite il quale generalmente si valuta l'attitudine del sistema ad essere insensibile all'imbrattamento delle candele è il « fattore di utilità » che viene definito come l'inverso del valore minimo della resistenza, misurato in microsiemens (μS) che, posta tra gli elettrodi, permette ancora il susseguirsi di almeno dieci scariche consecutive senza il verificarsi di interruzioni; la prova si intende effettuata con gli elettrodi distanti 5 mm. Nella tabella seguente si riportano alcuni valori tipici del fattore di utilità e della suddetta resistenza.

Tipi di accensione	Resistenza in parall. alle candele (min.) (MΩ)	Fattore di utilità (μS)
tradizionale	0,33	3
a transistori ...	0,155	6,5
a scarica capacitiva	0,033	30

5. Principali sollecitazioni a cui è soggetto il transistore finale in un'accensione elettronica a transistori.

I principali parametri che definiscono la scelta del transistore da inserirsi nello stadio finale di un'accensione elettronica sono:

- costo (determinante in applicazioni di grande serie);
- massima temperatura di giunzione ammissibile;
- tensione inversa di rottura primaria;
- massima corrente ammissibile;
- valore del parametro h_{FE} alla massima corrente;
- valore del parametro $V_{CE\ sat}$ alla massima corrente;
- capacità di sopportare elevata energia prima di entrare in rottura secondaria inversa;
- capacità di sopportare elevata energia prima che intervenga una limitazione di carattere termico;
- capacità di sopportare elevata energia prima di entrare in rottura secondaria diretta.

La massima temperatura ambiente per la quale è necessario assicurare un corretto funzionamento dei dispositivi da inserire nel vano motore delle auto deve essere superiore a 100°C: tale esigenza esclude i componenti al germanio.

Si ritiene che un transistore idoneo alla realizzazione di un'accensione elettronica debba possedere un valore della tensione inversa V_{CER}, con carico $R = 10$ ohm, dell'ordine dei 550 V. Valori più bassi indirizzerebbero infatto il progetto verso un più elevato rapporto spire della bobina e quindi un valore più basso dell'induttanza dell'avvolgimento primario. Ciò richiederebbe pertanto di aumentare la corrente circolante nel transistore al fine di poter immagazzinare la corretta quantità di energia nella bobina: diventerebbe così critico il parametro $V_{CE\ sat}$ per il quale si ritiene accettabile un valore di 1,5 V in corrispondenza di $I_C = 5$ A e $I_B = 0{,}8$ A.

L'attitudine del transistore a sopportare un elevato valore dell'energia secondaria inversa si rende indispen-

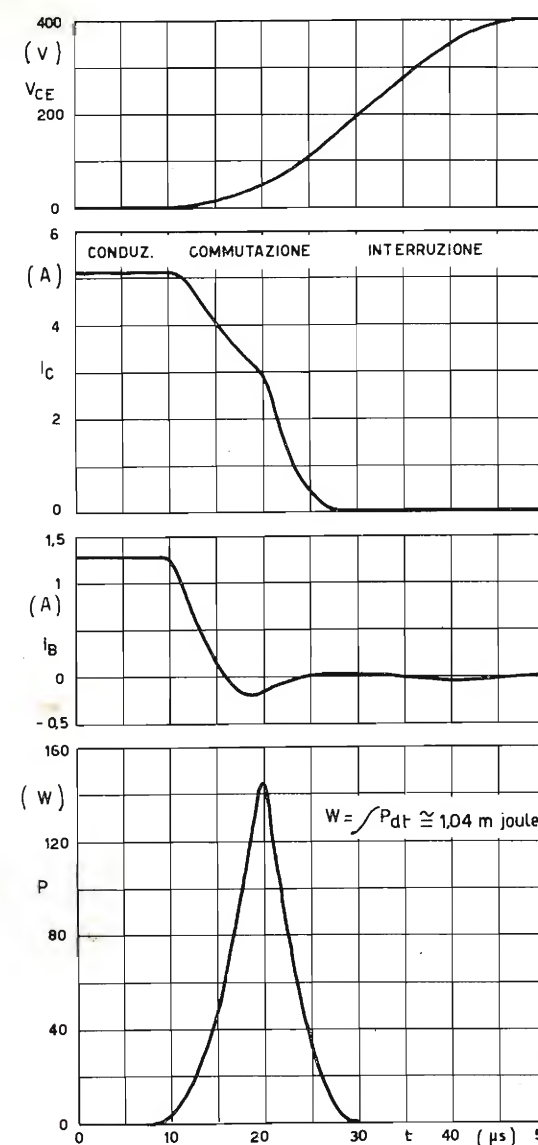



Fig. 5. — Sollecitazioni a cui è sottoposto il transistore finale durante commutazione.

sabile nel passaggio dalle condizioni di conduzione a quelle di interdizione; durante tale intervallo di tempo la corrente di base infatti si annulla od addirittura cambia verso come è evidente in figura 5 nella quale sono riportate le forme d'onda relative ad un transistore consigliato per tale applicazione ed inserito nel circuito di figura 2.

Dai diagrammi di figura 5 risulta che il transistore è sollecitato con un'energia di circa 1,04 mJ. L'attitudine a sopportare elevata energia prima che la temperatura di giunzione raggiunga il valore massimo ammissibile e quella di sopportare elevata energia prima di entrare in rottura secondaria diretta è essenziale in corrispondenza dei rimbalzi delle puntine o della chiave d'accensione, a meno che non si siano presi opportuni accorgimenti circuitali.

Da un'esame delle figure 2 e 6 si vede infatti che se le puntine si aprono e successivamente si chiudono prima che abbia fine la sovra tensione, il transistore va in conduzione partendo da un valore della tensione collettore-emettitore di circa 400 V dando così luogo ad una dissipazione di circa 27 mJ. Si tratta di controllare che tale sollecitazione sia inclusa nell'area di sicurezza. Lo stesso fenomeno può avere luogo in cor-

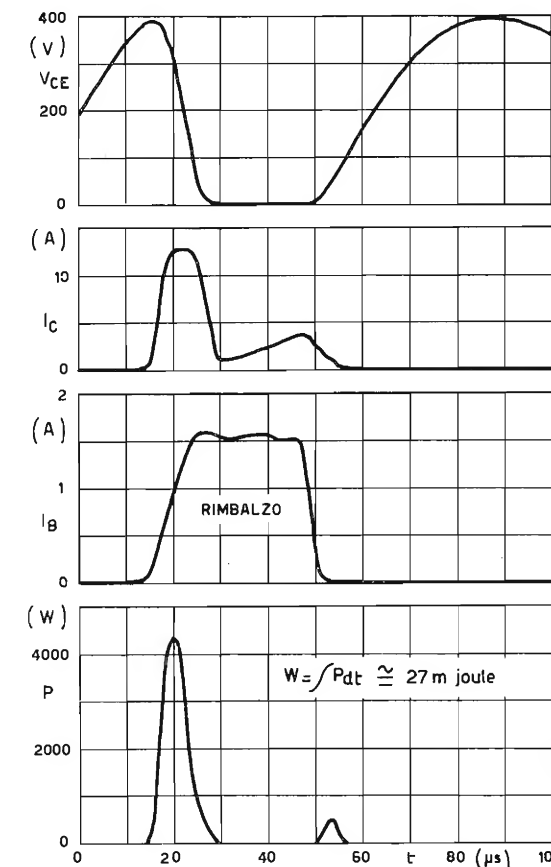



Fig. 6. — Sollecitazione del transistore causata da rimbalzo delle puntine.

rispondenza di un contatto incerto della chiave di accensione, a puntine chiuse.

Una volta definito il compromesso tra costo e prestazioni risulta contemporaneamente definito il tipo di transistore al silicio da adottare. Si è ora in grado di definire le caratteristiche fondamentali della bobina, l'induttanza dell'avvolgimento primario si ricava dalla [3], il rapporto spire dal valore della tensione al secondario (25 kV) e dalla massima tensione sopportabile dal transistore prima che lo stesso entri in rottura primaria; la resistenza di limitazione risulta definita dalla [4]. Si tratta infine di verificare tramite la [5] se il decremento di energia, al massimo numero di giri, è tale da mantenere accettabili le prestazioni complessive; qualora non lo fossero si tratta di diminuire la costante di tempo L_p/R_p e di aumentare quindi la corrente circolante sul primario della bobina nei limiti ammessi dal transistore.

6. Principali sollecitazioni a cui è soggetto il raddrizzatore comandato nell'accensione elettronica a scarica capacitiva.

I principali parametri che definiscono la scelta dell'SCR da inserirsi nelle accensioni elettroniche a scarica capacitiva sono:

- costo;
- massima temperatura di giunzione ammissibile;
- tensione di bloccaggio diretta ed inversa;
- massima corrente ammissibile e durata della stessa;
- massimo valore del parametro di/dt ammissibile.

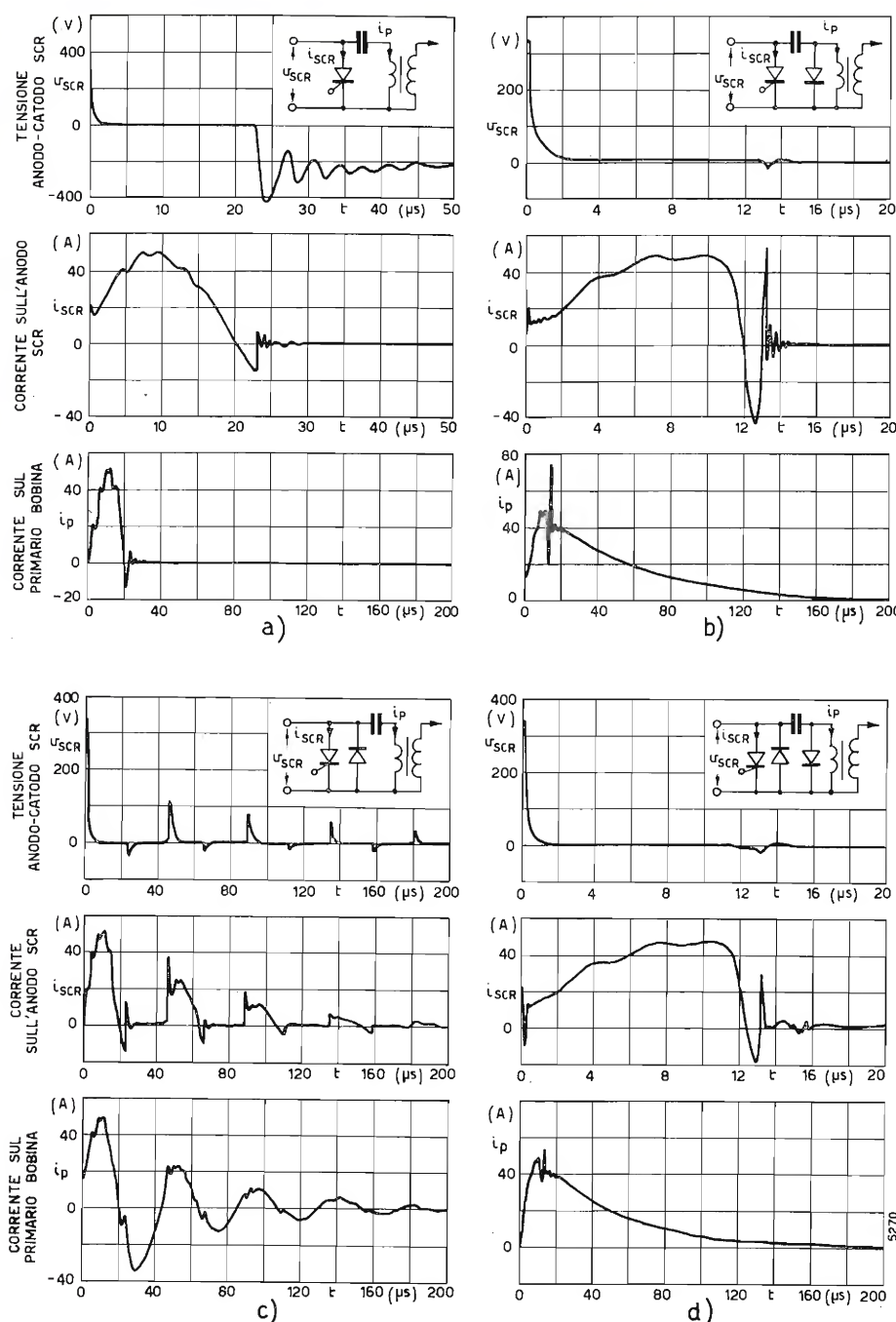



Fig. 7. — Forme d'onda della tensione fra anodo e catodo, della corrente anodica del SCR e della corrente nel primario della bobina per quattro diversi circuiti di uscita.

Per costo e massima temperatura di giunzione è valido quanto già detto per il transistore finale dell'accensione elettronica a transistori. Va osservato che le sollecitazioni a cui è soggetto l'SCR dipendono oltre che dal tipo di bobina adottato anche dal particolare circuito di uscita: tale fatto è messo in evidenza dalla figura 7*a*), *b*), *c*), *d*) in cui sono riportate le forme d'onda della tensione anodo-catodo della corrente anodica, e della corrente circolante sul primario della bobina per diversi circuiti d'uscita. Dall'esame di tali figure risulta che l'SCR è sollecitato, nelle peggiori condizioni, da picchi di corrente con valore massimo di circa 50 A, durata massima di circa 20 μs. I valori medi del parametro di/dt, calcolato durante il tempo di salita della corrente, sono di circa 60 A per μs; le tensioni di bloccaggio dirette di 350 V, quelle inverse trascurabili o di circa 400 V (caso di fig. 7*a*) a seconda del circuito adottato.

Va osservato che le sollecitazioni si ripetono con frequenza pari a 230 Hz per le accensioni progettate per le macchine a 4 cilindri funzionanti a 7.000 giri/min. massimi e con frequenza pari a 400 Hz per le macchine a 6 cilindri funzionanti a 8.000 giri/min. massimi.

A proposito dei diversi circuiti di uscita della figura 7 c'è da dire che danno luogo a diverse forme d'onda al secondario della bobina e quindi a diversi tipi di scarica; la scelta va effettuata in base a considerazioni di carattere motoristico.

7. Schema di un'accensione a scarica capacitiva.

Oltre la necessità di garantire un elevato grado di affabilità in presenza di sollecitazioni di carattere ambientale, elettrico e meccanico, altra principale caratteristica richiesta alle accensioni elettroniche a scarica capacitiva è la costanza, al variare della tensione di batteria ed al variare del numero di giri del motore, dell'energia che ad ogni apertura delle puntine viene scaricata sul primario della bobina: tali esigenze hanno guidato il progetto dell'accensione il cui schema è indicato in figura 8 e che usa il circuito di figura 7c.

La carica delle capacità C_3 è affidata ad un convertitore elevatore di tensione continua del tipo ad oscillatore bloccato costituito essenzialmente dai transistori Q_5, Q_6 e dagli avvolgimenti N_p'', N_p', N_r ed N_s.

In tali convertitori l'energia viene immagazzinata, sotto forma magnetica, nel nucleo del trasformatore durante il tempo di conduzione dei transistori e viene successivamente trasferita sul carico durante il tempo di interdizione degli stessi. Da tale funzionamento consegue l'indipendenza dei fenomeni presenti durante il tempo di conduzione dal carico e l'indipendenza della tensione ai capi del carico dal rapporto spire del trasformatore. Gli avvolgimenti N_p' e N_p'' costituiscono nel loro insieme l'avvolgimento primario, N_r quello di reazione mentre N_s quello secondario che fornisce energia al carico. Lo sdoppiamento dell'avvolgimento primario si è reso opportuno per permettere una migliore condizione di saturazione del transistore Q_6.

La resistenza R_{18} limita la corrente circolante nell'avvolgimento di reazione, il diodo D_4 protegge i transistori dalle tensioni inverse base-emettitore presenti

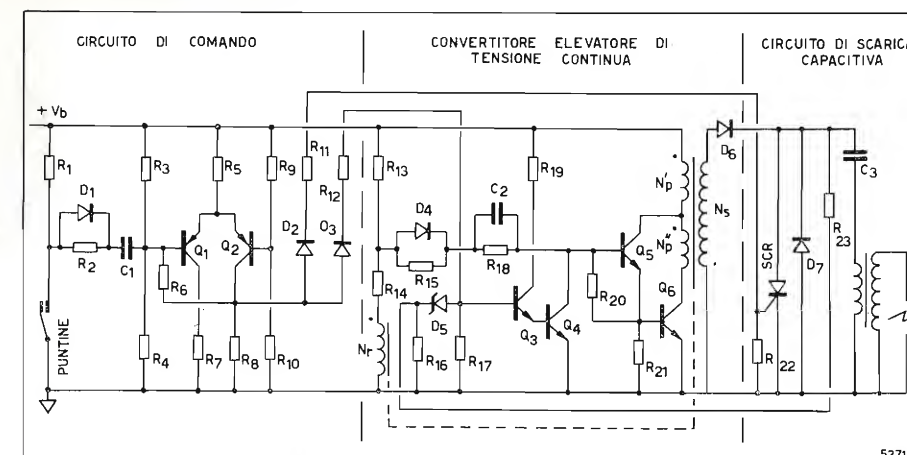



Fig. 8. — Schema proposto per il circuito di accensione di motori a scoppio per automobile a scarica capacitiva.

durante i tempi d'interdizione; le resistenze R_{15}, R_{18}, R_{20}, R_{21} effettuano un'opportuna partizione di tale tensione inversa, riuscendo in tal modo a far funzionare i transistori con tensione inversa fra base ed emettitore in interdizione (funzionamento V_{CEV}) durante i picchi di tensione che si verificano tra collettore ed emettitore nel passaggio dalle condizioni di conduzione a quelle di interdizione. La resistenza R_{21} permette inoltre di realizzare, dato il suo basso valore, un particolare tipo di connessione tra i transistori Q_5 e Q_6, connessione che possiede alcune delle caratteristiche proprie di quella parallelo ed altre proprie di quella Darlington [3].

Un basso valore della resistenza R_{21} permette infatti di fare in modo che le correnti di collettore dei due transistori siano dello stesso ordine di grandezza, proprietà relativa alle connessioni parallelo, si osservi inoltre che la corrente di base che comanda Q_5, è relativamente bassa, tale proprietà è propria della connessione Darlington.

Il gruppo formato dalle resistenze R_{16}, R_{23} dallo zener D_5 e dai transistori Q_3 e Q_4 costituisce il regolatore della tensione ai capi delle capacità C_3: il particolare R_{16}, R_{23} è infatti dimensionato in modo che non appena tale tensione raggiunge il valore desiderato di circa 360 V lo zener D_6 viene innescato, vanno quindi in conduzione i due transistori Q_3 e Q_4 non permettendo con ciò all'oscillatore, del tipo astabile, di caricare ulteriormente la capacità C_3.

Dagli oscillogrammi di figura 9 risulta che al variare della tensione di batteria, la tensione ai capi della capacità C_3 rimane praticamente costante: è ovviamente però necessario, ai bassi valori di tale tensione, un numero più elevato di oscillazioni perché la carica sia ultimata.

Lo sbilanciamento del ponte costituito dalle resistenze R_3, R_4, R_9, R_{10} assicura che in assenza di segnale, causato dall'apertura delle puntine, Q_1 sia conduttore e Q_2 interdetto; all'apertura delle puntine ha luogo un impulso di corrente attraverso la capacità C_1 che fa commutare lo stato di Q_1 e Q_2 e fa quindi pervenire, attraverso il diodo D_2 e la resistenza R_{11}, un segnale sulla porta dell'SCR che si innesca e realizza così la scarica, sul primario della bobina, dell'energia immagazzinata nel ciclo precedente nella capacità C_3.

Durante lo stato di conduzione del transistore Q_2 viene inoltre inviato un segnale attraverso il diodo D_3 e la resistenza R_{12} all'entrata dello stadio costituito dai transistori Q_3 e Q_4 che, andando in conduzione, assicurano l'interdizione dell'oscillatore per tutto il tempo in cui è presente il segnale sulla porta dell'SCR.

L'insieme costituito dalle resistenze R_1, R_2, dal diodo D_1 e dalla capacità C_1 ha il fine di rendere conduttore Q_2 per un tempo definito ed inferiore a quello di apertura delle puntine, ha il fine cioè di rendere massimo il rapporto tra il tempo in cui ha luogo la carica delle capacità C_3 ed il tempo in cui l'oscillatore è bloccato: tale accorgimento permette l'impiego di un convertitore in grado di erogare una minore potenza. Altro fine del gruppo R_1, R_2, D_1 e C_1 è quello di rendere il sistema praticamente insensibile ai rimbalzi delle puntine grazie al diverso valore delle costanti di tempo di carica e di scarica della capacità C_1; i rimbalzi hanno infatti luogo in istanti immediatamente successivi al passaggio dalle condizioni di apertura a quelle di chiusura delle puntine, il condensatore C_1 non ha quindi la possibilità di scaricarsi sufficientemente nel tempo intercorrente tra la chiusura delle puntine e l'apertura causata da un rimbalzo; durante tale fenomeno ha luogo pertanto un impulso di corrente attraverso il condensatore C_1, impulso di valore non sufficiente a far commutare lo stato dei transistori Q_1 e Q_2.

Gli oscillogrammi della figura 10 mostrano l'indipendenza del sistema dai rimbalzi delle puntine.

8. Caratteristiche dell'accensione descritta.

Le principali caratteristiche dell'accensione il cui schema è indicato in figura 8 sono:

— tensione di batteria .... 5 ÷ 16 V
— energia immagazzinata su C_3 .... 65 mJ
— massima frequenza di funzionam. ... 400 Hz

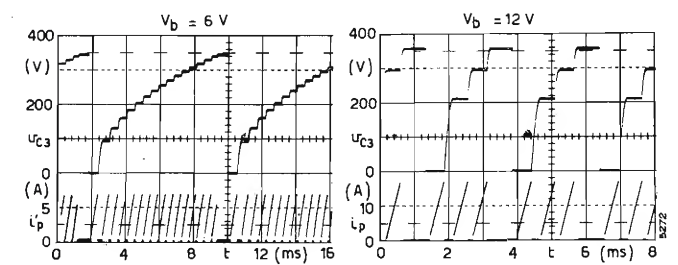



Fig. 9. — Andamento della tensione ai capi della capacità C_3 (V_{C3}) e della corrente nell'avvolgimento primario N_p' (i_p') in funzione del tempo t, per due diversi valori della tensione della batteria di alimentazione (V_b).

(3) In figura 8 la connessione dei transistori Q_5 e Q_6 differisce da quella Darlington solo per il fatto che i due collettori, anziché direttamente, sono collegati tra loro attraverso l'avvolgimento N_p''. La connessione Darlington di due transistori equivale, com'è noto, ad un transistore con grande impedenza d'entrata e grande guadagno di corrente.

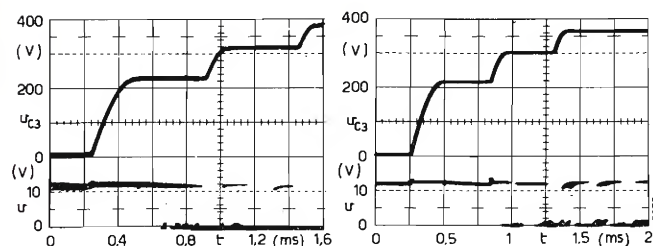



Fig. 10. — Andamento della tensione v_{C_3} e di quella v ai capi delle puntine in presenza di rimbalzi.

Fig. 11.

Fig. 12.

Fig. 11. — Andamento della corrente primaria i_p nella bobina e della tensione ai capi del SCR v_{SCR} durante la scarica.

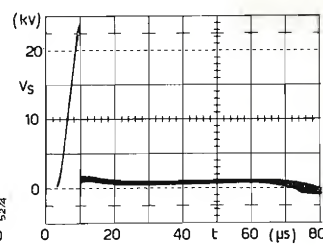



Fig. 12. — Andamento della tensione v_S sul secondario della bobina.

— temperat. ambiente di funzionam.:
  a) temp. max. giunz. SCS di 100°C — 30 ÷ + 80°C
  b) temp. max. giunz. SCS di 125°C — 30 ÷ + 105°C

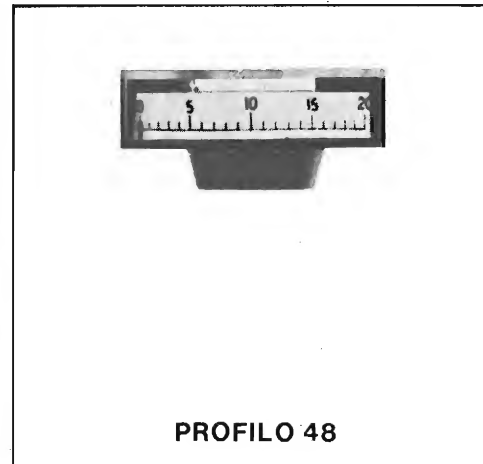
— variaz. energia immagaz. in funz. delle variaz. della tensione di batteria e in funz. della freq. di funzion. trascurabili.

Va osservato che il fattore di utilità è in tal caso, funzione della bobina; impiegando una bobina con le seguenti caratteristiche:

— resistenza dell'avvolgimento primario 0,52 Ω
— induttanza dell'avvolgimento primario 0,20 mH
— resistenza dell'avvolgimento secondario 700 Ω
— induttanza dell'avvolg. secondario .... 957 mH
— rapporto spire 80

l'accensione presenta un fattore di utilità, misurato secondo le specifiche già precisate, che vale circa 30. Tale elevato valore del fattore di utilità è dovuto al tempo di salita, dell'ordine dei 5 μs della scarica, tempo di salita visibile nel fotogramma di figura 12.

9. Principali vantaggi dei sistemi d'accensione a scarica capacitiva.

— Facili partenze dell'autovettura anche a bassi valori della temperatura ambiente di funzionamento.
— Eliminazione dell'usura delle puntine.
— Miglioramento del funzionamento alle alte velocità.
— Miglioram. del funzionam. corrispondente nell'accelerazione dell'autovettura.
— Aumento di circa 3-5 volte della vita delle candele.
— Eliminazione della necessità di apportare aggiustaggi molto precisi alla distanza delle puntine e degli elettrodi delle candele.
— Riduzione del tempo necessario al raggiungimento delle condizioni di regime termico del motore.
— Diminuzione del consumo di carburante. (1419)

I FULMINI E GLI IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI

Le scariche atmosferiche sono attualmente una delle principali cause dei disservizi che si verificano negli impianti di telecomunicazione e di trasmissione radio-televisiva.

L'importanza che in genere riveste, per questo tipo di impianti, la continuità del servizio, impone l'impiego di mezzi atti a sopprimere o a ridurre le principali cause di disservizio; in più, il danno che ne deriva all'economia delle Aziende interessate è particolarmente grave, sia per l'elevato numero di impianti esistenti, sia per il fatto che essi sorgono quasi tutti in zone montuose, non facilmente accessibili, di elevato livello ceraunico.

Il problema della protezione degli impianti dagli effetti della fulminazione, è stato sinora risolto con metodi relativamente empirici, per cui si è sentita la necessità di un lavoro di ricerca, atto a razionalizzare la materia e diretto a fornire metodi di valutazione dell'efficacia dei mezzi di protezione.

I risultati della ricerca sono stati compendiati in una serie di articoli in cui, sulla base delle conoscenze sinora acquisite sul fenomeno della fulminazione, vengono analizzati il comportamento ad impulso dei dispersori di terra e il comportamento al fulmine degli impianti trasmittenti (primo e secondo articolo qui pubblicati); saranno infine esposti successivamente i principali criteri da seguire per la protezione degli impianti.

COMPORTAMENTO AD IMPULSO DEI DISPERSORI DI TERRA

E. GIUDICE - G. B. LO PIPARO (*)

SOMMARIO — Vengono esposte le attuali conoscenze su come si comportano i dispersori di terra sottoposti a correnti impulsive, al variare del tipo di terreno, delle dimensioni e della forma geometrica, oltre che al variare dell'intensità e della forma d'onda della corrente impressa. Vengono, inoltre, dati alcuni criteri per il dimensionamento di dispersori di terra atti a smaltire elevate correnti impulsive, quali quelle del fulmine.

SUMMARY — ***Behaviour of earth plates to pulse waveforms.*** *The actual knowledges on the behaviour of earth plates subjected to pulse currents due to lightning strokes are outlined and the influences of earth characteristics of the size and shape of the buried conductors, as well as wavefront slope and intensity are discussed. Some criteria for the best planning of ground system are also given.*

1. Premessa.

Lo scopo di un impianto di messa a terra di protezione è di limitare eventuali tensioni verso terra di quelle parti di impianto elettrico che, normalmente non in tensione, potrebbero esserlo a causa di guasti: e ciò al fine di garantire un certo grado di sicurezza, sia per le persone, sia per le apparecchiature.

Da un punto di vista antinfortunistico, devono essere contenute entro limiti tollerabili le tensioni che possono essere originate dalle correnti di guasto tra due punti che possono essere contemporaneamente toccati da una persona: precisamente, *la tensione di passo*, cioè la tensione tra due punti del terreno distanti tra di loro 1 metro, e *la tensione di contatto*, cioè la tensione tra un punto di una struttura metallica ed un punto del terreno circostante che disti 1 metro.

La *tensione totale di terra*, definita come tensione di un punto dell'impianto di terra rispetto a punti sufficientemente lontani, va limitata in modo che risultino accettabili le sovratensioni tra un punto dell'impianto di terra interessato dalla corrente di guasto ed un punto di un'apparecchiatura connessa ad un secondo impianto di terra, distinto ed indipendente dal primo.

In pratica, le norme per gli impianti di messa a terra, attualmente in vigore in Italia e valide per gli impianti elettrici a corrente continua ed a corrente alternata a frequenza industriale, impongono solo la limitazione delle tensioni di passo e di contatto, sia perché queste possono dar luogo a pericoli, sia perché il limitare la tensione totale di terra risulta molte volte praticamente irrealizzabile (bibl. 1).

Il dimensionamento di un impianto di terra, che tenga conto dei vincoli imposti dalle norme, non è cosa ardua perché il comportamento dei dispersori a frequenza industriale è ben noto; per sistemi molto complessi si può eventualmente ricorrere a misure su modelli in scala ridotta, nella vasca elettrolitica.

La verifica dell'efficienza di un impianto di terra è poi semplice, almeno concettualmente, perché si ri-

(*) Dott. ing. Enrico Giudice, ENEL - Centro di Ricerca Elettrica, Milano; dott. ing. Giovanni B. Lo Piparo, RAI - Direzione Impianti Ausiliari, Roma.

Dattiloscritto pervenuto il 7 gennaio 1972.

duce alla misura di tensioni, sia pure con opportune modalità.

Sarebbe anche molto agevole calcolare, tenendo conto della resistività del terreno e scelto un certo tipo di dispersore, le dimensioni da dare al dispersore per ottenere una certa *resistenza di terra*, R, cioè un certo rapporto tra la tensione di terra e la corrente dispersa nell'impianto di terra; spesso però la corrente da disperdere è tanto intensa da richiedere valori di resistenza di terra troppo bassi per poter essere realizzati.

Anche la verifica del valore della resistenza di terra è molto semplice poiché si tratta di eseguire una misura, utilizzando un dispersore ausiliario ed una sonda di tensione opportunamente disposti, col metodo volt-amperometrico o con appositi strumenti di misura (Megger).

Molto più complesso è invece il problema del dimensionamento di un impianto di terra atto a smaltire elevate correnti ad impulso, quali ad esempio quelle dovute ad una fulminazione di una qualche struttura od apparecchiatura connessa all'impianto stesso.

In questo caso, nascono difficoltà già nel definire le grandezze che caratterizzano il fenomeno. Così, la tensione totale di terra, se misurata con metodi analoghi a quelli adottati in bassa frequenza, non è più definita, perché dipende dal circuito di misura realizzato: infatti, i campi e.m. in giuoco non sono conservativi e, non potendosi definire una funzione potenziale [1], la tensione totale di terra si può esprimere solo come integrale lineare del campo elettrico lungo la spira formata dal circuito di misura. A determinare il valore di tale integrale contribuiscono due termini: uno dovuto allo smaltimento della corrente di fulmine attraverso l'impedenza dell'impianto di terra; l'altro dovuto al flusso concatenato con il circuito di misura.

La tensione indotta da questo flusso concatenato può essere praticamente eliminata disponendo opportunamente il circuito di misura. La grandezza che si misura in queste condizioni la denomineremo ancora *tensione totale di terra* V.

Si deve tener presente che, in generale, la tensione totale di terra così definita costituisce solo una parte delle sovratensioni che vanno a localizzarsi ai capi degli isolamenti delle apparecchiature quando l'impianto di terra è chiamato a smaltire una corrente ad impulso. Si pensi, ad esempio, ad una linea aerea di alimentazione, sufficientemente lunga, si da poterla considerare a potenziale di terra lontano: la sovratensione che ne sollecita gli isolamenti verso terra si può considerare come risultante della tensione totale di terra, definita nel senso sopra detto, e delle tensioni indotte sulla linea sia dalle correnti rapidamente variabili che vengono smaltite nel terreno, sia dalle correnti circolanti nel condotto di fulmine.

Per altro la tensione totale di terra è la grandezza più significativa per confrontare diversi tipi di dispersori: parleremo, così, di *impedenza istantanea* $Z(t)$ di un dispersore, per indicare il rapporto tra i valori istantanei della tensione totale di terra e della corrente smaltita dal dispersore stesso.

Per le considerazioni pratiche, tuttavia, è necessario definire un unico parametro che caratterizzi il comportamento ad impulso di un dispersore. In generale si considera l'*impedenza di dispersione ad impulso* Z detta anche *resistenza efficace od apparente di terra* che viene definita come rapporto tra il valore massimo della tensione totale di terra ed il valore di cresta della corrente dispersa (bibl. 2, 3, 4, 5, 6).

Poiché, in generale, i massimi di tensione e di corrente non vengono raggiunti nello stesso istante, il parametro così definito è puramente fittizio: esso, però, è il più significativo perché permette, nota la corrente impressa, di risalire al valore massimo della tensione totale di terra, cioè alla grandezza di maggior interesse.

Altro parametro di notevole interesse per un confronto tra dispersori è la « efficienza ad impulso » α, cioè il rapporto tra impedenza ad impulso e resistenza in bassa frequenza. L'efficienza ad impulso dipende, ovviamente, dagli stessi parametri da cui dipende l'impedenza di dispersione ad impulso.

2. Comportamento ad impulso dei dispersori.

Risulta dalle esperienze eseguite che i dispersori di terra, se sottoposti ad elevate correnti impulsive, hanno un comportamento fondamentalmente diverso da quello rilevato nelle normali condizioni di misura, cioè con correnti più deboli e frequenze più basse (bibl. 2, 3, 7). Il rapporto tra la tensione totale di terra e la corrente smaltita dal dispersore è, infatti, una funzione del tempo (impedenza istantanea), il cui andamento dipende dall'intensità e dalla forma d'onda della corrente impressa, dal tipo di terreno e dalle dimensioni e dalla forma geometrica del dispersore; esso non dipende, invece, né dalla polarità dell'onda di corrente impressa, né dal materiale costituente il dispersore.

Intensità della corrente.

L'impedenza istantanea assume valori minori di quello misurabile in bassa frequenza, a causa dell'elevata intensità della corrente impressa; si è provato, con misure su modelli emisferici in vasca elettrolitica, che quando il campo elettrico sulla superficie del dispersore raggiunge un certo valore ($2 \div 4$ kV/cm, a seconda del terreno), si verificano scariche locali che cortocircuitano le particelle più resistive del terreno: il fenomeno equivale, trascurando in prima approssimazione le cadute nella zona di scarica, ad un aumento delle dimensioni trasversali del dispersore e quindi ad una diminuzione della resistenza offerta al passaggio della corrente (bibl. 8, 9).

In particolare, il valore dell'impedenza di dispersione ad impulso diminuisce al crescere del valore di cresta della corrente impressa, tendendo ad un valore

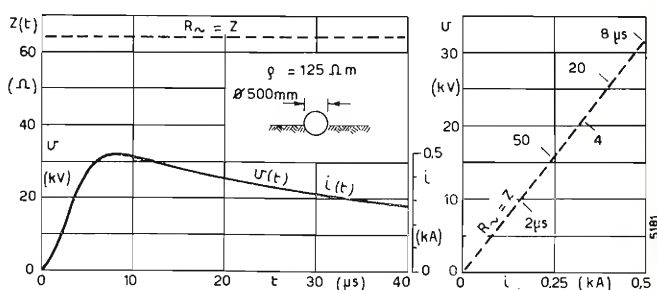



Fig. 1. — Dispersori di terra localizzati. Comportamento ad impulso, per piccoli valori di corrente impressa.

[1] La circuitazione del vettore campo lungo una linea chiusa non è nulla, perciò il campo non è conservativo e non ammette la funzione potenziale.

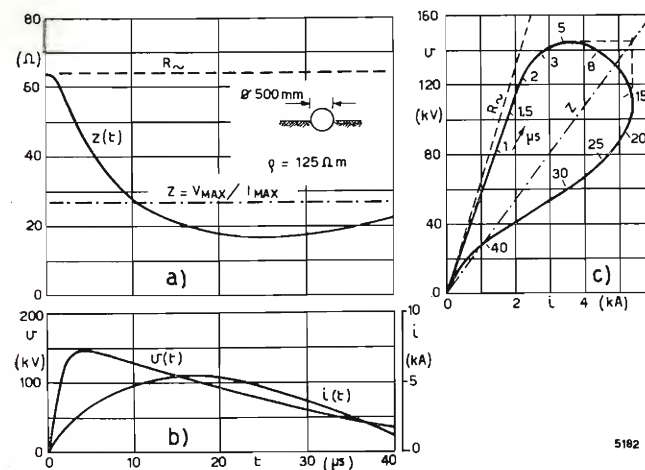



Fig. 2. — Dispersori di terra localizzati. Comportamento da impulso, per grandi valori di corrente impressa.

limite che si può considerare raggiunto già per correnti di alcune decine di kA. Questo valore limite dipende dal tipo di terreno, essendo minore per terreni a resistività più elevata.

Forma d'onda e polarità della corrente.

La ripidità del fronte assume una notevole importanza, in quanto contribuisce ad esaltare le cadute induttive.

La polarità dell'impulso applicato, invece, influenza in modo trascurabile l'impedenza ad impulso di un dispersore.

Resistività del terreno.

Generalmente, per comodità di ragionamento e di calcolo, si considera un terreno omogeneo, di resistività costante; fatto questo, che non corrisponde alla realtà, non solo perché il terreno è costituito da strati aventi diverse caratteristiche chimiche e fisiche, ma anche perché un terreno omogeneo può presentare variazioni di resistività con la profondità, dovute ad un diverso grado di umidità o ad una diversa temperatura (bibl. 4). In ogni caso, la conoscenza, almeno approssimativa, del valore della resistività del terreno alle diverse profondità (ed eventualmente della disomogeneità del terreno di zone adiacenti) è di importanza fondamentale ai fini della scelta della forma e della disposizione più conveniente per il dispersore.

Materiale impiegato per il dispersore.

È di fondamentale importanza, per il suo significato economico, il risultato di alcune prove comparative, che hanno posto in evidenza un comportamento sostanzialmente identico per dispersori simili come forma e posti nelle medesime condizioni di prova, ma costituiti da materiali diversi (rame, ferro, ecc.) (bibl. 7).

Dimensioni e forma del dispersore.

L'impedenza istantanea ha andamento diverso, a seconda che il dispersore abbia dimensioni trascurabili (sia cioè *localizzato*) oppure notevoli (sia cioè *esteso*).

La possibilità di considerare trascurabili o meno le dimensioni, dipende dal tempo alla cresta della corrente impressa; più precisamente, il comportamento del dispersore è differente a seconda che lo smaltimento dell'impulso di corrente avvenga o no in regime stazionario. Poiché tale regime si può pensare raggiunto dopo che le onde e. m. hanno subito almeno $5 \div 6$ riflessioni, il dispersore si può considerare localizzato solo se il rapporto fra il tempo di percorso nel dispersore ed il tempo richiesto dalla corrente da disperdere per raggiungere la cresta è minore di $1/5 \div 1/6$. Sostanzialmente, la distinzione tra dispersori localizzati ed estesi, è basata sull'importanza che assumono i termini induttivi rispetto a quelli resistivi: quindi, oltre la ripidità del fronte della corrente impressa, è necessario considerare la resistività del terreno, in quanto questa, se elevata, contribuisce ad esaltare le cadute resistive rispetto a quelle induttive.

Per meglio illustrare il comportamento dei due tipi di elettrodi dispersori, esamineremo separatamente i casi di corrente applicata rispettivamente inferiore o superiore al valore critico, cioè al valore in corrispondenza del quale ha inizio il fenomeno delle scariche fra particelle del terreno.

2.1. Dispersori localizzati.

Per *bassi valori di corrente impressa*, il comportamento dei dispersori localizzati è ben caratterizzato dalle curve di figura 1, relative ad un elettrodo di prova che, nell'esempio considerato, è una sfera di 500 mm di diametro, immersa per metà in un terreno avente una resistività di 125 Ωm (bibl. 7). Come si vede, sia l'andamento dell'impedenza $z(t)$, sia la caratteristica tensione-corrente dell'elettrodo indicano un comportamento identico a quello in bassa frequenza. La corrente applicata e la tensione totale di terra risultano infatti fra loro proporzionali. L'efficienza ad impulso risulta, pertanto, sempre uguale ad 1.

Per *correnti superiori al valore critico*, invece, l'impedenza istantanea $z(t)$ all'istante iniziale assume il valore misurabile in bassa frequenza; successivamente decresce, mantenendosi su un minimo piuttosto piatto; tende, infine, a riassumere un valore prossimo a quello in bassa frequenza, ma leggermente minore a causa della notevole ionizzazione che la corrente già smaltita ha provocato nel terreno (fig. 2).

La tensione totale di terra raggiunge il suo valore di cresta prima che la corrente impressa sia giunta al suo valore massimo: ciò tuttavia, non è da imputare

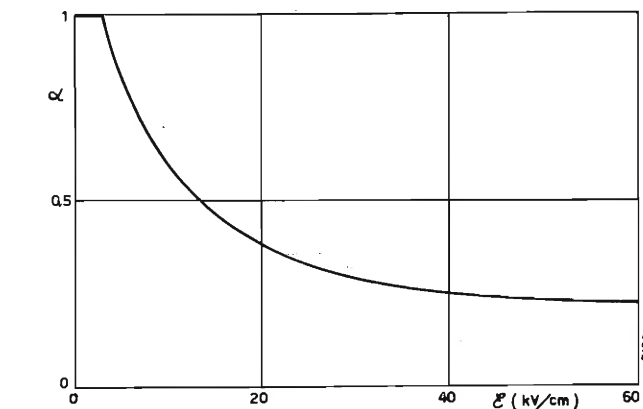



Fig. 3. — Dispersori di terra localizzati. Dipendenza dell'efficienza ad impulso dell'intensità del campo elettrico.

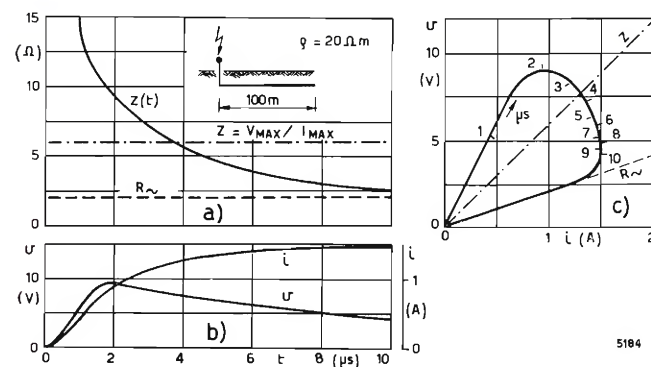



Fig. 4. — Dispersori di terra estesi. Comportamento ad impulso, per piccoli valori di corrente impressa.

ad un comportamento di tipo induttivo dell'elettrodo in esame, bensì ad una diminuzione della sua resistenza di terra a seguito delle scariche che si manifestano nel terreno per i più elevati valori di corrente. Queste proprietà sono meglio sintetizzate dalla caratteristica tensione-corrente dell'elettrodo (fig. 2c), in cui è anche riportato il valore dell'impedenza di dispersione ad impulso.

Naturalmente, l'efficienza ad impulso α per questo tipo di elettrodi assume valori variabili in dipendenza dalle dimensioni dell'elettrodo, dalla resistività del suolo e dall'ampiezza della corrente, ma sempre minori di 1; la dipendenza di α da questi parametri può essere sinteticamente espressa (fig. 3) dalla $\alpha = \alpha(\varepsilon)$, essendo $\varepsilon = \varrho\,\delta$, il campo elettrico (espresso in kV/m) nella zona di contatto con l'elettrodo, ϱ la resistività del suolo (in $\Omega \cdot$ m) e $\delta = I/S$ (in kA/m²) la densità di corrente I sulla superficie S dell'elettrodo.

2.2. Dispersori estesi.

Per *limitati valori di corrente impressa*, il comportamento dei dispersori estesi è caratterizzato da curve del tipo di quelle riportate in figura 4, relative a prove eseguite su un filo del diametro di 3 mm, lungo 100 m, interrato in un terreno avente resistività di 20 Ωm.

L'impedenza istantanea $z(t)$, che ha un andamento decrescente nel tempo, assume valori sempre superiori a quello misurato in bassa frequenza $R_{\sim}$, tendendo ad esso per i tempi più lunghi. Ciò è dovuto alle caratteristiche fortemente induttive dell'elettrodo, come è confermato dal notevole anticipo con cui la tensione totale di terra raggiunge il suo valore di

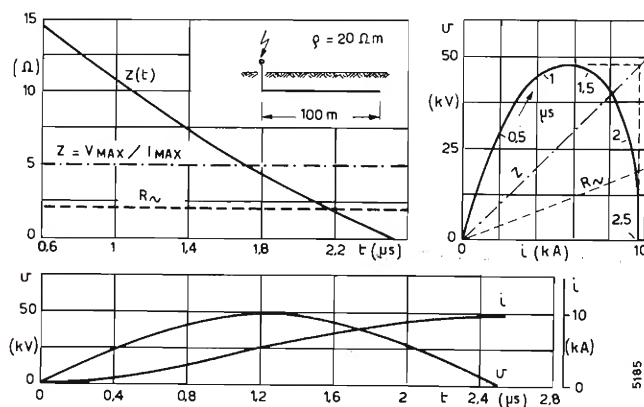



Fig. 5. — Dispersori di terra estesi. Comportamento ad impulso per grandi valori di corrente impressa.

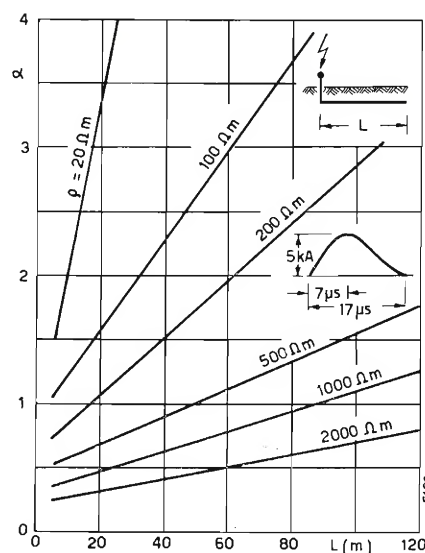



Fig. 6. — Efficienza ad impulso α per fili interrati al variare della loro lunghezza L e per diversi valori della resistività ρ del terreno.

cresta, rispetto alla corrente applicata. La caratteristica tensione-corrente, si mantiene ovviamente tutta al di sopra della retta $R_{\sim}$ e quindi il valore dell'efficienza ad impulso α risulta maggiore di 1.

Per *correnti superiori al valore critico*, invece, l'impedenza istantanea, pur potendo inizialmente assumere valoria più alti di $R_{\sim}$, finisce tuttavia per divenire ad essa inferiore. La ionizzazione del suolo creata dall'alta densità di corrente, determina, infatti, una diminuzione della componente resistiva della $z(t)$, che compensa in parte l'aumento di impedenza dovuto ai termini induttivi (fig. 5). L'onda di tensione totale di terra, anticipa ancora rispetto a quella di corrente applicata, mentre la caratteristica tensione-corrente interseca la retta $R_{\sim}$.

Ovviamente l'efficienza ad impulso α può assumere valori $\gtrless 1$ a seconda che l'ampiezza e la forma d'onda della corrente, le dimensioni dell'elettrodo e la resistività contribuiscono ad esaltare più o meno la componente induttiva di $z(t)$ rispetto a quella resistiva. Infatti α assume valori decrescenti sia al crescere dell'ampiezza della corrente applicata (²), sia al crescere della resistività del terreno: entrambi i fenomeni sono da attribuire alla crescente ionizzazione del suolo circostante l'elettrodo. Una tendenza analoga è stata riscontrata anche nelle prove eseguite da altri Autori (bibl. 10).

Andamenti caratteristici di α, per fili di varia lunghezza, interrati in terreni di diversa resistività, sono riportati in figura 6. È da notare, inoltre, che l'aumento della resistività contribuisce alla diminuzione dell'efficienza ad impulso α, anche per altra via: diminuendo, infatti, l'importanza dei termini induttivi rispetto a quelli resistivi, determina una più uniforme distribuzione di corrente lungo l'elettrodo, interessando, così, alla dispersione nel suolo della corrente una lunghezza sempre maggiore di conduttore interrato.

Esempi di distribuzione di tensione su un filo interrato ($\varnothing$ = 3 mm, L = 100 m, ϱ = 20 Ωm) sono

(²) Da prove eseguite su di un filo interrato ($\varnothing$ = 3 mm, L = 100 m, ϱ = 20 Ωm) è risultato α = 16 per i = 4,8 kA ed α = 11 per i = 9,6 kA.

I FULMINI E GLI IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI

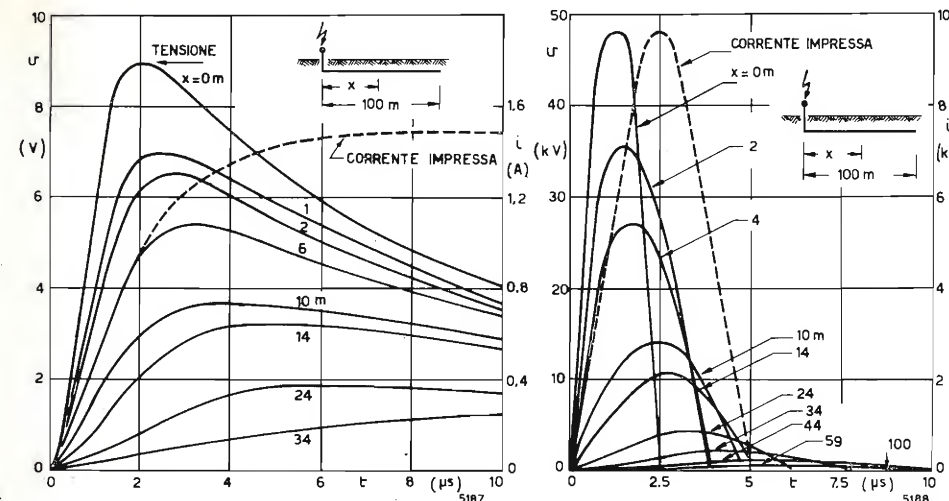



Fig. 7.

Fig. 8.

Fig. 7. — Distribuzione della tensione su un filo interrato, per piccoli valori di corrente impressa.

Fig. 8. — Distribuzione della tensione su un filo interrato, per grandi valori di corrente impressa.

riportati in figura 7 ed in figura 8, relative rispettivamente al caso di corrente impressa inferiore e superiore al valore critico.

L'andamento del rapporto K tra i valori di cresta della tensione alle estremità iniziale e finale di fili interrati di diversa lunghezza, è riportato, per diversi valori della resistività del suolo, in figura 9; l'importanza che assumono i termini induttivi in terreni a bassa resistività è la causa della rapida caduta di tensione sull'elettrodo: di conseguenza, soltanto la prima parte dell'elettrodo partecipa effettivamente allo smaltimento della corrente nel suolo. La « lunghezza efficace », cioè quella frazione di conduttore che è sufficiente a smaltire la maggior parte della corrente, è perciò modesta in terreni di buona conducibilità e cresce al crescere dalla resistività ϱ.

Valori indicativi di lunghezza efficace dati da alcuni Autori (bibl. 10,11) sono i seguenti:

resistività terreno	ϱ = 0,1	0,5	1	1,5	2	3	kΩm
lunghezza efficace	10	20	30	40	60	80	m

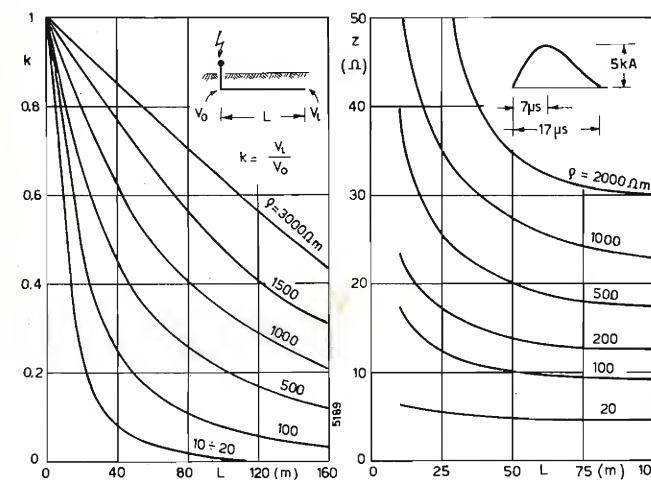



Fig. 9.

Fig. 10.

Fig. 9. — Andamento del rapporto k tra i valori di cresta della tensione V_L all'estremità finale e la tensione V_O all'entrata di fili interrati al variare della lunghezza L.

Fig. 10. — Impedenza ad impulso di fili interrati al variare della lunghezza e per diversi valori della resistività ρ del terreno.

Pertanto, nessun vantaggio si può ottenere dall'impiego di lunghi conduttori in terreni a bassa resistività: questi infatti diventano efficaci soltanto in terreni ad alta resistività. Ciò è confermato anche dalla figura 10, in cui si sono riportati gli andamenti dell'impedenza ad impulso di fili interrati. Da tale figura si può dedurre inoltre che, in terreni ad elevata resistività, è praticamente impossibile ottenere piccoli valori di impedenza con un solo conduttore; in tali terreni conviene utilizzare numerosi conduttori di sposti a stella o a rete; l'impedenza ad impulso infatti decresce proporzionalmente al numero n, a meno degli accoppiamenti tra i vari conduttori.

I vantaggi che si possono ottenere con dispersori di questo tipo, sono messi in evidenza dalla figura 11, in cui le impedenze di dispersionei ad mpulso di stelle ad n raggi sono messe a confronto con quella di un dispersore a rete con maglie regolari: una stella di 5-6 raggi fornisce nella dispersione di corrente ad impulso praticamente le stesse prestazioni offerte da un dispersore a rete di dimensioni equivalenti.

Il comportamento ad impulso è caratterizzato dalle curve delle figure 12 e 13 e delle figure 14 e 15 relative al caso di un dispersore a rete, con entrata di corrente rispettivamente al centro o ai bordi (bibl. 12).

3. Criteri di dimensionamento di un dispersore di corrente di fulmine.

Un impianto di terra si comporta in maniera diversa a seconda che debba smaltire una corrente a frequenza industriale oppure ad impulso.

A frequenza industriale, per realizzare terre di protezione di masse ed intelaiature metalliche è opportuno utilizzare conduttori interrati a profondità relativamente modesta, collegati in modo da inte-

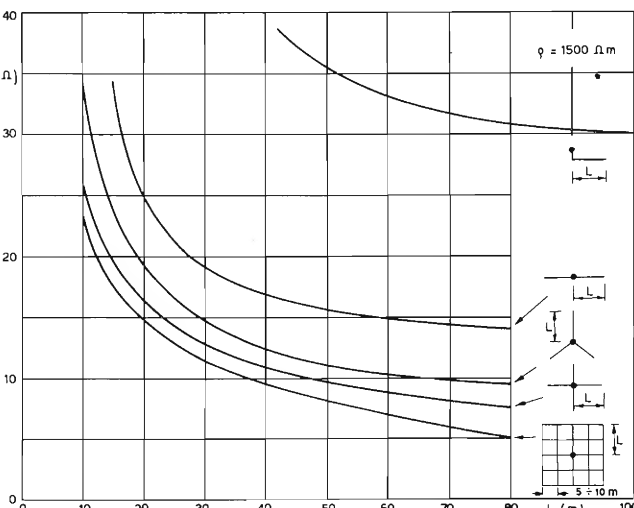



Fig. 11. — Impedenza ad impulso di stelle ad n raggi al variare della loro lunghezza L.

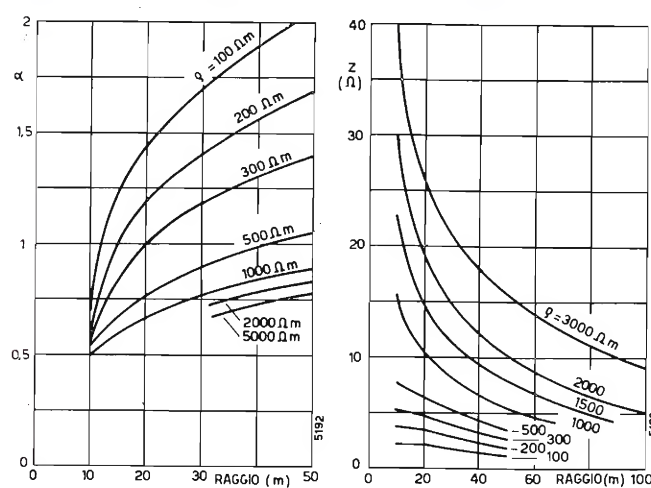



Fig. 12. Fig. 13.

Fig. 12. — Efficienza ad impulso α per un dispersore a stella simmetrica.

Fig. 13. — Impedenza ad impulso z per un dispersore a stella simmetrica.

ressare un'area il più possibile estesa (ricordiamo che la resistenza di terra di una rete è inversamente proporzionale al suo perimetro). I conduttori più efficaci, ai fini dello smaltimento della corrente, sono quelli perimetrali; tutti i conduttori interni influenzano in modo trascurabile la resistenza di terra, ed hanno la funzione di contenere i gradienti, e quindi le tensioni di passo e di contatto, entro limiti di sicurezza.

Ad impulso, invece, i conduttori vanno disposti radialmente attorno al punto di entrata della corrente. La parte più efficace dei conduttori, è quella prossima a tale punto: come si è visto, si può definire una zona « efficace » al di fuori della quale non è economicamente conveniente disporre i conduttori. La funzione di contenere i gradienti entro limiti accettabili va, invece, affidata a conduttori disposti in modo da formare, con quelli radiali, maglie di lato opportuno.

Volendo dimensionare un impianto di terra atto a smaltire correnti di fulmine, si deve innanzi tutto

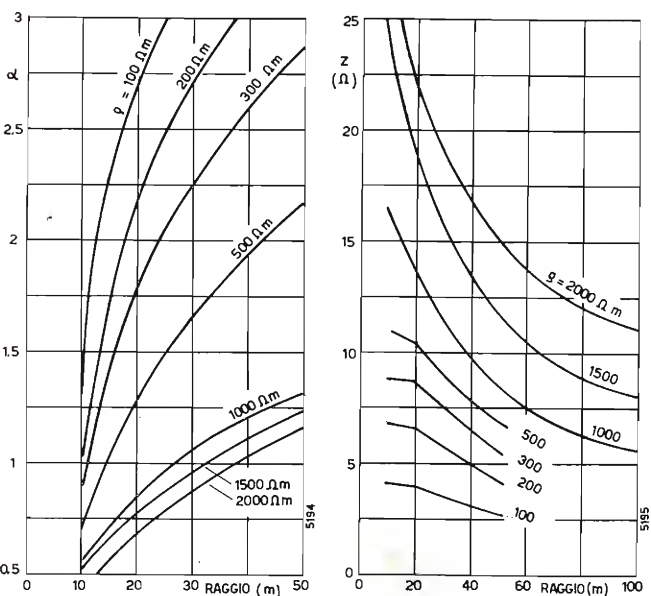



Fig. 14. Fig. 15.

Fig. 14. — Efficienza ad impulso α per un dispersore a stella asimmetrica.

Fig. 15. — Impedenza ad impulso z per un dispersore a stella asimmetrica.

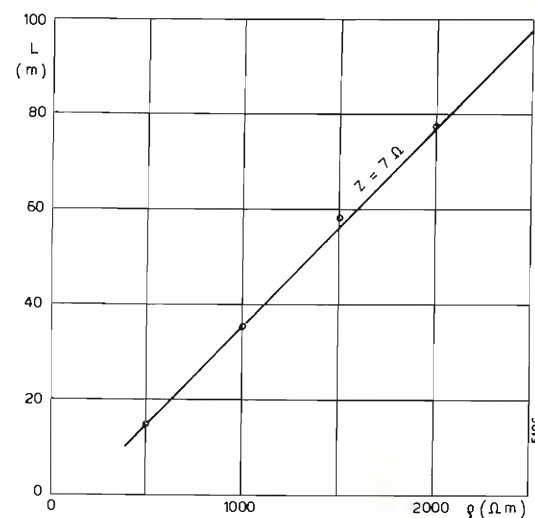



Fig. 16. — Protezione dalle tensioni di passo: dimensioni minime del dispersore.

esaminare se (tenuto conto della probabilità di guasto per fulminazione e della probabilità che esseri umani possano essere presenti e subire danni fisici) sia opportuno limitare la sola tensione totale di terra o non piuttosto anche i gradienti di tensione.

Tale impedenza dipende anche dalla ripidità del fronte dell'impulso ed in particolare dal « tempo alla cresta » per il quale si può assumere un valore medio di $4 \div 6\ \mu s$ (v. figg. 1, 2, 4, 5). Tempi minori si verificano solo nei colpi successivi dei fulmini multipli che hanno peraltro minore intensità. Tempi alla cresta maggiori di $6 \mu s$ danno luogo ad impedenze minori (figure 2, 4, 5).

Il prefissare la tensione totale di terra una volta scelto, in base a criteri statistici, un valore di cresta della corrente, equivale a fissare un valore di impedenza di dispersione da realizzare; esso si potrà ottenere tenendo presente che:

— *in terreni a bassa resistività* si conseguono facilmente bassi valori di impedenza di terra anche con dispersori di piccole dimensioni (picchetti, lastre o pochi metri di conduttore);

— *in terreni ad elevata resistività* si possono vantaggiosamente usare dispersori a rete od anche a stella (con un numero di raggi $n = 5 \div 6$) di dimensioni radiali pari circa a quelle efficaci (figg. 9, 10).

Si osservi che i dispersori magliati o a stella presentano una impedenza ad impulso minore della resistenza di dispersione $R_\sim$ misurabile a bassa frequenza con i consueti metodi ($\alpha < 1$).

Integrare la rete con picchetti non risulta vantaggioso, né nei punti in cui l'accoppiamento con la rete è molto elevato, né nei punti in cui si vuole evitare un aumento dei gradienti superficiali, né infine in punti lontani da quello di entrata della corrente.

Volendo limitare la tensione di passo, si dovrà ridurre ancora la tensione totale di terra; infatti questa si suppone proporzionale alla tensione di passo, secondo un coefficiente C_t il cui valore dipende dalla forma dell'impianto di terra. Anche in questo caso, quindi, si ricondurce alla realizzazione di un dato valore di impedenza ad impulso: naturalmente si dovranno utilizzare le curve $Z(\varrho, L)$, del tipo di quelle

di figura 10, note per impianti aventi la forma prescelta. Il tipo di elettrodo più indicato per ottenere bassi valori di C_t è quello a rete con maglie di $5 \div 10$ m di lato; nello smaltimento di elevate correnti impulsive, infatti, la tensione di passo all'interno di una maglia è al massimo il $5 \div 10\%$ della tensione totale di terra.

Assumendo la resistenza interna del corpo umano pari a 500 ohm l'energia massima tollerabile pari a 50 Ws, la corrente di fulmine di ampiezza 65 kA, forma 1/100 [3], la tensione di passo pari al 5% della tensione totale di terra, si ricavano per questo dispersore valori di impedenza dell'ordine di $5 \div 10$ ohm (bibl. 12). Le dimensioni minime del dispersore sono ricavabili dalla figura 16.

Gli Autori desiderano ringraziare il p. i. Emilio Garbagnati, del Centro di Ricerca Elettrica dell'ENEL, per la fattiva opera di collaborazione allo svolgimento della campagna di prove. (1387)

[3] Le forme d'onda impulsive si individuano spesso indicando i tempi in cui si manifestano rispettivamente il valore di cresta e il valore metà della cresta.

BIBLIOGRAFIA

1 - *Norme per gli impianti di messa a terra*. CEI, VI, 1961.

2 - Bellaschi L.: *Impulse and 60 - cycle characteristics of driven grounds*, « I. Trans. AIEE », vol. 60, 1941.

3 - Bellaschi L., Armington R. E., Snowden A. E.: *Impulse and 60 - cycle characteristics of driven grounds*. « II Trans. AIEE », vol. 61, 1942.

4 - Fritsch V.: *Projektierung von Erdunsanlagen*. « Elektric », n. 7, 1963.

5 - Bulla W.: *Uber ben Wert von HF - Messungen an Blitzschutzerden*. « E. und M. », 1952.

6 - Rollett E.: *Alcune considerazioni sul problema delle prese di terra a nastro sottoposte ad impulso*. « E. und M. », 1952.

7 - Berger K.: *Le comportement des prises de terre sous courants de choc de grande intensité*. « Rapporto 215 - CIGRE », 1946.

8 - Petropoulos G.: *The high voltage characteristics of earth resistances*. « Journal IEE », vol. 95, 1948.

9 - Norinder H., Petropoulos G.: *Characteristics of pointed electrodes and direct strokes in surge current to ground*. « Rapporto 310 - CIGRE », 1948.

10 - Vainer A. L.: *Impulse characteristics of complex earth grids*. « Electrical Technology in URSS », vol. I, 1966.

11 - Fritsch V.: *Il problema della messa a terra nella protezione contro il fulmine*. « IX Conferenza Internazionale sulla protezione contro il fulmine », Lugano, settembre 1967.

12 - Lo Piparo G. B., Riccio T.: *Alcune osservazioni sul dimensionamento del dispersore negli impianti di protezione contro le scariche atmosferiche*. « L'Elettrotecnica », ottobre 1969.

I FULMINI E GLI IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI

COMPORTAMENTO DEGLI IMPIANTI

E. GIUDICE - G. B. LO PIPARO (*)

SOMMARIO — *Sono prese in esame le sovratensioni che si manifestano negli impianti trasmittenti per effetto di scariche di fulmine sulle linee di alimentazione e sulle antenne e i relativi tralicci di sostegno. Per le linee sono considerati vari casi: linee di alimentazione aerea a media tensione o a bassa tensione e linee in cavo. Per i tralicci d'antenna si mette in evidenza la maggiore sicurezza che si ottiene usando un'unica presa di terra generale invece di due o più terre separate, una per il traliccio e le altre per il resto dell'impianto (edificio apparati - cabina di trasformazione).*

SUMMARY — ***Behaviour at lightning of telecommunication transmitting equipments*** — *Over-voltages on transmitting equipments caused by ligthning on power lines and masts are considered. Various cases are examined: overhead power lines or cables, medium voltage or low voltage supply, masts and equipments with separate ground or a single ground for both. This latter solution is shown to give the best protection against lightning damages.*

1. Introduzione.

Le caratteristiche di una scarica di fulmine (bibl. 1, 2) sono in genere tali da creare, per la protezione degli impianti di telecomunicazione, problemi che non sempre sono di agevole soluzione specie ove si pensi che, a causa di una sempre maggiore diffusione di apparecchiature transistorizzate, bisogna mantenere le sovratensioni indotte a livelli estremamente bassi.

In quanto segue verrà considerato il comportamento al fulmine degli impianti in esame, nelle due ipotesi di:

a) fulminazione del sistema di alimentazione elettrica;

b) fulminazione del traliccio porta-antenne.

2. Fulminazione diretta o indiretta del sistema di alimentazione elettrica.

2.1. Linee aeree.

Le sovratensioni di origine atmosferica che sollecitano l'isolamento di una linea possono essere dovute a:

a) *fulminazioni dirette*, cioè a scariche che colpiscono direttamente qualche elemento della linea (conduttori, fune di guardia, sostegno);

b) *fulminazioni indirette*, cioè a scariche che avvengono nelle vicinanze della linea.

a) *Fulminazioni dirette.*

È il caso che determina le sollecitazioni più gravose ma che si presenta solo di rado.

Le fulminazioni dirette possono colpire il palo, il conduttore di energia o la fune di guardia. Tuttavia, poiché gli impianti di telecomunicazione sono in genere alimentati da linea in bassa o media tensione, manca di norma la fune di guardia ed il palo è praticamente schermato dai conduttori.

Nel caso di fulminazione di un conduttore della linea di energia, poiché la corrente di fulmine $i(t)$ si dirama per metà a destra e per metà a sinistra (fig. 1), la sovratensione $v(t)$ rispetto a terra varrà

$$v(t) = Z \frac{i(t)}{2}, \qquad [1]$$

in cui Z = impedenza d'onda di un conduttore assume valori di ~ 400 ohm; perciò le sovratensioni causate da correnti di fulmine anche di modesta ampiezza (bibl. 2), possono raggiungere valori di parecchie migliaia di kV.

Queste sovratensioni si propagano dal punto di impatto del fulmine lungo la linea, con modalità differenti a seconda che i perni degli isolatori di linea siano o meno collegati a terra. Nel primo caso (perno degli isolatori di linea messo a terra), il livello di isolamento della linea è pari alla tensione di tenuta ad impulso V_T degli isolatori (livello base di isolamento della linea). Poiché i valori di V_T sono al massimo dell'ordine dei 100 kV (V_T = 125 kV per linee a 20 kV), se ne deduce che i primi isolatori interessati dall'onda di sovratensione scaricheranno: una parte della corrente (dipendente dalla resistenza di terra del sostegno) sarà drenata a terra e l'onda di sovratensione restante che si continua a propagare avrà un'ampiezza molto minore. Il fenomeno si ripeterà anche ai successivi isolatori di linea, fino a quando l'ampiezza della sovratensione propagantesi sarà minore od uguale alla tensione di tenuta ad impulso della linea. In definitiva, quindi, dopo alcune campate, il massimo valore che la sovratensione avrà, può essere prudenzialmente as-

(*) Dott. ing. Enrico Giudice - ENEL - Centro di Ricerca Elettrica - Milano.
Dott. ing. Giovanni B. Lo Piparo - RAI - Direzione Impianti Ausiliari - Roma.

Dattiloscritto pervenuto il 10 gennaio 1972.

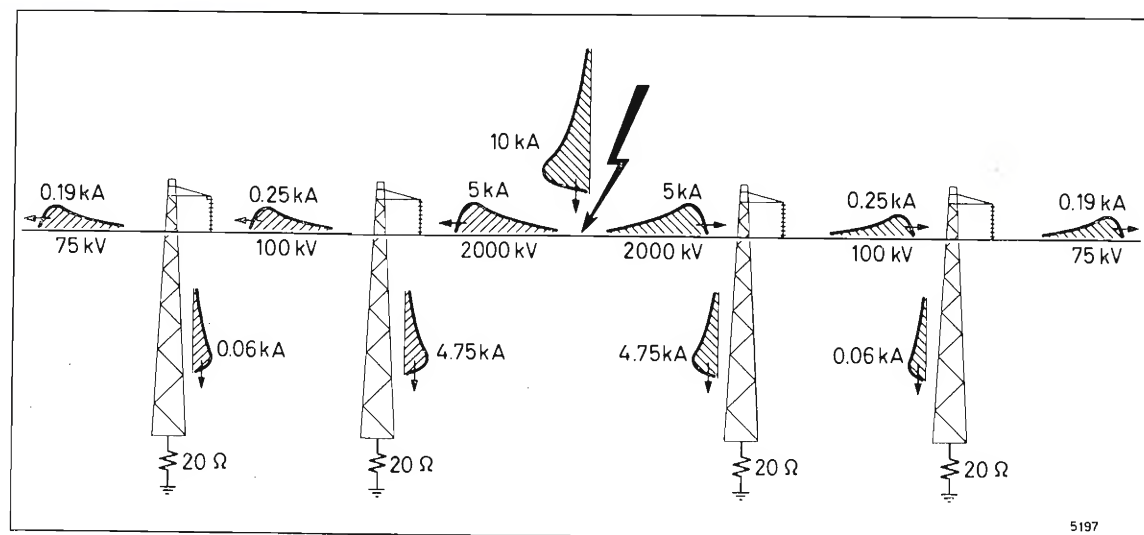



Fig. 1. — Fulminazione diretta di un conduttore di energia di una linea a 10 kV: schema di propagazione delle sovratensioni.

sunto pari a V_T. Il fenomeno è stato esemplificato per una linea a media tensione (M. T.) in figura 1. Naturalmente, le sovratensioni possono interessare una o più fasi.

Nel caso di linee con mensole isolate (ad esempio pali in legno con perno degli isolatori non connesso a terra) l'isolamento verso terra della linea è affidato, oltre che al potere isolante degli isolatori, anche a quello delle mensole e del sostegno. La tensione di tenuta fase-terra può perciò raggiungere valori di qualche migliaio di kV; le onde di sovratensione potranno perciò propagarsi senza subire drastiche riduzioni in corrispondenza degli isolatori. Da ciò consegue, inoltre, che, a causa di scariche fra le fasi, le sovratensioni interesseranno in egual modo tutti i conduttori di linea (sovratensioni di tipo omopolare).

b) *Fulminazioni indirette.*

È il caso di gran lunga più frequente, come del resto è intuibile se si pensa che già un fulmine a terra di media intensità che cada ad un chilometro di distanza dalla linea è in grado di produrre apprezzabili sovratensioni.

Le sovratensioni indotte sulle tre fasi da fulminazioni indirette sono eguali tra di loro (terna omopolare): ciò è evidente se si osserva che la disposizione geometrica dei conduttori delle tre fasi rispetto al condotto di fulmine, è praticamente la stessa. La sovratensione tra le fasi provocata da questo tipo di fulminazione può ritenersi quindi nulla, almeno fino a che una delle fasi non scarichi a terra.

Il valore massimo della sovratensione sarà raggiunto nel punto della linea più prossimo al condotto di fulmine, e si può stimare che valga da qualche decina a qualche centinaio di kV, in dipendenza dalle caratteristiche della linea e dalla distanza del condotto di fulmine. Le onde di sovratensione che da questo punto si propagano in entrambi i versi lungo la linea, possono provocare il cedimento dell'isolamento di linea nei casi in cui il loro valore sia superiore alla tensione di tenuta ad impulso V_T degli isolatori. Ciò si verifica quasi sempre nel caso di linee a bassa tensione.

2.2. Linee in cavo.

Le sovratensioni di origine atmosferica che sollecitano l'isolamento di un cavo possono essere dovute a:

Fig. 2. — Propagazione delle sovratensioni in un sistema linea-cavo.

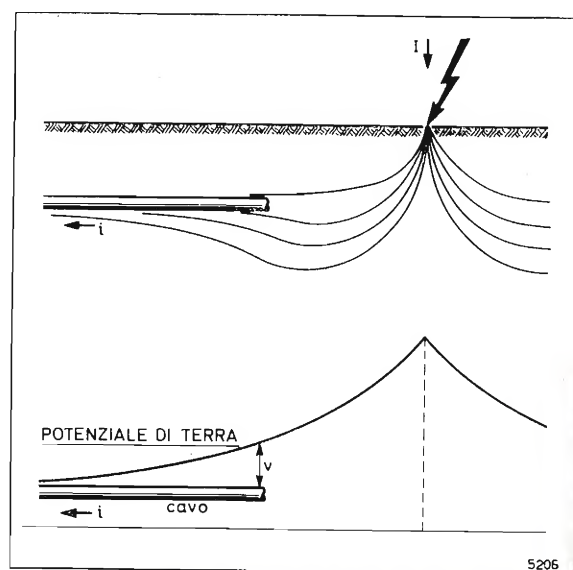



Fig. 3. — Fulmine a terra: sovratensioni sui cavi interrati.

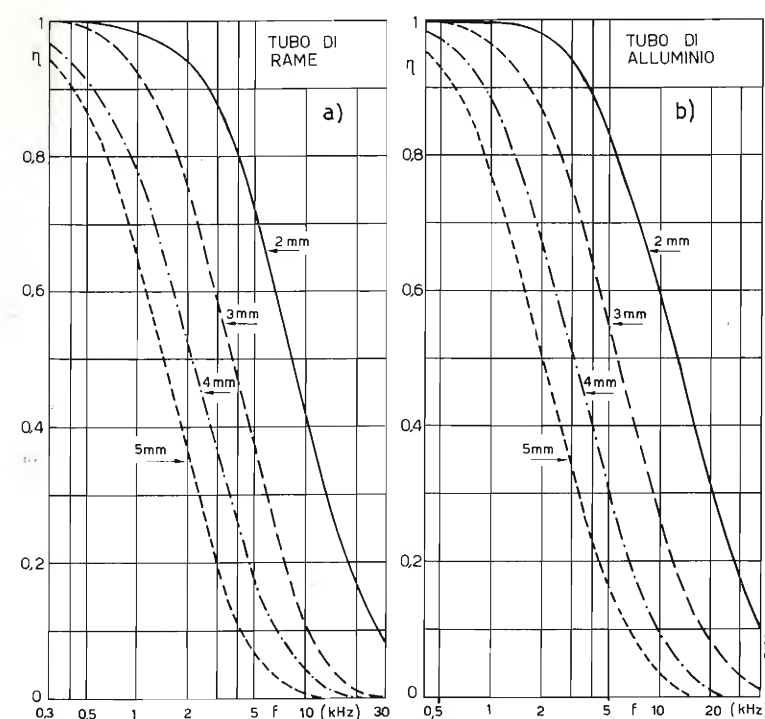



Fig. 4. — Coefficiente di riduzione η della densità di corrente che si ha sulla superficie interna della guaina di un cavo, rispetto a quella media: *a*) guaina in tubo di rame; *b*) guaina in tubo di alluminio.

a) *Fulminazioni trasmesse* al cavo dalla linea aerea che vi è a monte e che è colpita, direttamente o indirettamente, dalle fulminazioni.

b) *Fulminazioni indirette*, cioè scariche al suolo che avvengono nelle vicinanze del cavo o, al limite, sulla guaina del cavo.

In quanto segue si farà riferimento ad una linea in cavo con guaina metallica continua messa a terra ad entrambe le estremità.

a) *Fulminazioni trasmesse.*

Si tratta in sostanza delle stesse sovratensioni precedentemente considerate, nel caso di linee aeree; il comportamento del cavo di fronte a queste sollecitazioni dipende dalla forma dell'onda incidente, dal tipo e dalla lunghezza del cavo, e dal valore delle impedenze su cui esso è chiuso ai suoi estremi (bibl. 5, 6).

Limitandoci a considerare il caso in cui il cavo connetta una linea aerea ad un trasformatore la cui impedenza d'entrata, per le tensioni impulsive, è assai maggiore della impedenza caratteristica del cavo (fig. 2) si constata che il cavo si comporta come una linea risonante aperta ad una estremità. Si possono quindi manifestare sovratensioni che sono funzioni della lunghezza del cavo, della sua attenuazione e della forma dell'onda incidente. In particolare, per ogni cavo esiste una « lunghezza critica » L_{cr} (dipendente dalla forma d'onda) per la quale la massima sovratensione che si verifica è uguale al valore di cresta dell'onda incidente: cavi più corti hanno sovratensioni maggiori, mentre le sovratensioni diminuiscono per cavi di lunghezza superiore a quella critica.

b) *Fulminazioni indirette.*

È noto che i cavi interrati non sono protetti dalla azione diretta del fulmine solo per il fatto di essere stesi sotto la superficie del suolo. Nel caso di un fulmine a terra si verificano infatti, nei pressi del punto di scarica, gradienti di potenziale tanto più elevati quanto più alta è la resistività del suolo; se un cavo interrato è interessato da questo campo elettrico, la sua guaina sarà percorsa da una corrente di equipotenzializzazione del terreno circostante, l'intensità della quale dipende dal grado di omogeneità del terreno stesso (fig. 3).

Questa corrente provoca sulla guaina una caduta di tensione longitudinale che, in definitiva, va a sollecitare l'isolamento del cavo; nel caso di cavi con guaine metalliche continue completamente chiuse e quindi nell'ipotesi di assialità e simmetria dei filetti di corrente, nessun campo magnetico è presente all'interno di essa e la massima sovratensione conduttore-massa che si verificherà sarà pari alla caduta ohmica sulla superficie interna della guaina stessa (bibl. 7, 8). Poiché a causa dell'effetto pelle, all'aumentare della frequenza in giuoco, diminuisce la densità di corrente sulla superficie interna della guaina schermante, anche la tensione conduttori-guaina sarà ridotta nella stessa misura. Alla frequenza f questa tensione varrà

$$V_f = R \cdot I_f \cdot \eta \qquad [2]$$

dove: R = resistenza in corrente continua del tratto di guaina considerato;

I_f = corrente a frequenza f circolante sulla guaina;

η = rapporto fra la densità di corrente sulla superficie interna a frequenza f e la densità di corrente media.

Andamenti caratteristici di η per guaine di rame e di alluminio di diversi spessori sono riportati in figura 4.

La tensione conduttore-guaina è tanto minore quanto maggiore il diametro del tubo, maggiore il suo spessore, maggiore la sua conducibilità. In ogni caso per frequenze dell'ordine delle decine di kHz la tensione sarà soltanto di pochi percento di quella misurata in corrente continua. Ciò nonostante, nel caso di corrente ad impulso, per cavi molto lunghi e con guaina di spessore limitato, il valore di V_f può risultare elevato; in questo caso esso è riducibile aumentando artificialmente lo spessore della guaina per mezzo di conduttori connessi in parallelo e posti simmetricamente ad una certa distanza da essa: a causa dell'effetto pelle, infatti, la corrente si addenserà sui conduttori esterni sgravando la guaina e riducendo la tensione conduttore-guaina.

In figura 5 sono riportati gli andamenti di η' per una guaina in alluminio (s = 2 mm, Ø = 24 mm) connessa in parallelo a due o a quattro corde o bandelle di rame.

2.3. Sovratensioni all'arrivo della linea di alimentazione.

Il massimo valore di cresta delle sovratensioni che, per fulminazione diretta o indiretta del sistema di alimentazione, possono raggiungere il trasformatore di entrata dell'impianto trasmittente è determinato, ol-

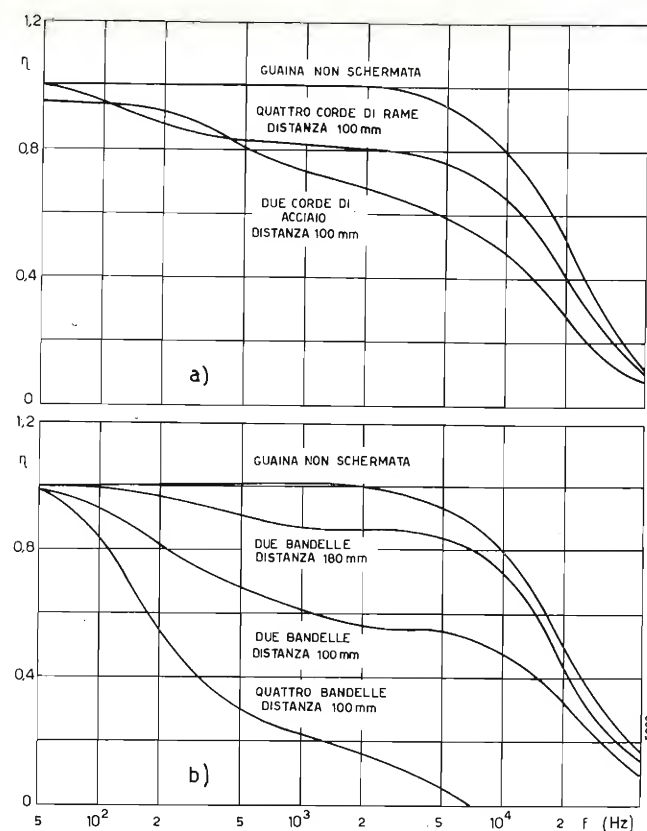



Fig. 5. — Coefficiente di riduzione η' della densità di corrente su una guaina di alluminio (s = 2 mm, ϕ = 24 mm) di un cavo, schermato in vario modo.

tre che dalle caratteristiche proprie del fenomeno atmosferico, anche dal livello di tenuta dell'isolamento della rete. È infatti evidente che se la fulminazione avviene sulla linea aerea [1] in un punto molto lontano dal trasformatore, l'onda impulsiva di tensione, anche se inizialmente di ampiezza superiore a quella corrispondente al livello di isolamento della linea, nel propagarsi lungo la linea stessa verrebbe molto ridotta dalle scariche verso terra sugli isolatori, sugli anelli di guardia e sugli spinterometri di coordinamento.

Tuttavia, specialmente nei casi di fulminazione alla linea nelle immediate adiacenze del trasformatore, non è possibile fare sicuro affidamento sull'effetto limitatore di tali scariche, sia per l'elevato valore delle resistenze di terra dei sostegni, sia a causa del ritardo con cui esse si innescano. Per questi motivi una valutazione del valore massimo dell'onda incidente al primario del trasformatore riesce alquanto incerta; secondo recenti indagini condotte su impianti a media tensione (M. T.) i valori più frequenti sarebbero quelli compresi fra 3 ÷ 4 volte il livello base di isolamento ad impulso della linea.

Per completezza, si deve tener conto del fatto che un'onda che si propaga su di una linea, a causa delle perdite dovute all'effetto corona, all'effetto pelle, ecc., è soggetta ad attenuazioni che ne diminuiscono l'ampiezza e a distorsioni che tendono ad appiattirla, con aumento del tempo alla cresta. Sembra opportuno però non porre in conto, a tutto vantaggio della sicurezza, queste attenuazioni e distorsioni che risultano di difficile ed incerta valutazione.

Allorché gli impulsi propagantisi sulla linea raggiungono il trasformatore, hanno luogo, a causa della elevata impedenza d'onda di quest'ultimo (qualche migliaio di ohm, ma a tutti gli scopi pratici si può considerarla infinita) riflessioni che ne alterano il valore.

Le massime sovratensioni al primario del trasformatore sono pari perciò al doppio del valore dell'onda incidente se esso è direttamente collegato alla linea aerea; sono invece inferiori a tale valore se tra linea e trasformatore è inserito un cavo purché di lunghezza superiore a quella critica. Ciò vale naturalmente nel caso di fulminazione in un punto molto lontano della rete; se il fulmine colpisce invece la linea aerea in vicinanza del cavo, per effetto dei fenomeni di successiva riflessione delle onde impulsive fra il punto colpito e il cavo, si possono raggiungere sovratensioni massime alquanto più elevate del doppio del valore di cresta dell'onda incidente, però non superiori a 2,2 ÷ 2,4 volte tale valore. In pratica poi i fenomeni di attenuazione nel cavo riducono ancor più il valore della massima sovratensione che si può manifestare.

In base alle considerazioni sopra esposte e all'esperienza si può ritenere che i massimi valori di sovratensione che si hanno all'arrivo della linea di alimentazione sono N volte il livello base di isolamento ad impulso V_T del sistema, dove N può assumere i seguenti valori:

Fulminazione	Linea aerea	Linea in cavo	
		$L < L_{cr}$	$L > L_{cr}$
lontana........	$N = 2$	$1 < N \leqslant 2$	$N < 1$
vicina	$N = 6 \div 8$	$7 < N \leqslant 10$	

Quanto sopra vale naturalmente solo nel caso in cui non siano presenti limitatori di tensione o nel caso in cui questi siano piazzati a distanza dal trasformatore; nel caso invece di scaricatori direttamente o indirettamente collegati tra i terminali del primario del trasformatore e la massa dello stesso, il massimo valore della sovratensione che si manifesterà su di esso sarà dato dal valore della tensione di limitazione di tali dispositivi.

2.4. Sovratensioni trasferite attraverso i trasformatori.

Quando un'onda di tensione proveniente da una linea incide al primario di un trasformatore, compare al secondario di questo una tensione oscillante la cui forma e la cui ampiezza dipendono dalle caratteristiche dell'onda incidente, del trasformatore e del carico collegato al secondario (bibl. 10, 11, 12). Un esame più dettagliato delle sovratensioni trasferite attraverso il trasformatore di alimentazione porta alle seguenti considerazioni:

a) *Trasferimento per via capacitiva.*

È questo il classico caso di trasferimento di sovratensioni a carattere omopolare, cioè di sovratensioni fase-terra di uguale ampiezza su tutte le fasi. Un impulso a fronte ripido, applicato tra il primario del trasformatore e la massa, determina al secondario

(1) Per i sistemi di alimentazione in cavo è da considerare la linea aerea a monte di questo.

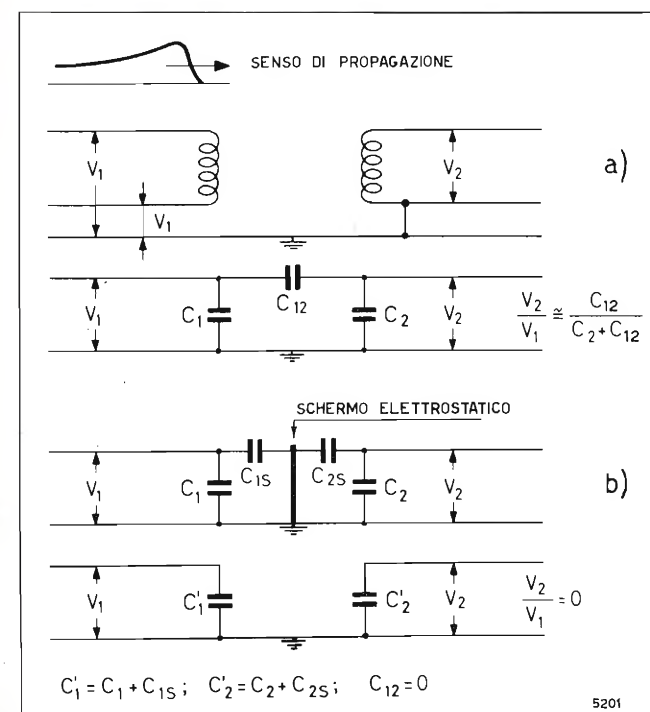



Fig. 6. — Trasferimento delle sovratensioni per via capacitiva: schemi semplificati per trasformatore monofase.

una tensione oscillante la cui ampiezza dipende dalle caratteristiche del partitore capacitivo formato dalle capacità degli avvolgimenti verso massa C_1, C_2 e dalle capacità fra gli avvolgimenti stessi C_{12} (fig. 6*a*); tale tensione dipende inoltre dalla natura dell'impedenza connessa al secondario del trasformatore e dal tempo alla cresta dell'onda applicata [2], ma è indipendente dal rapporto di trasformazione e dal numero di fasi del trasformatore.

Per i valori di capacità che generalmente si riscontrano in un trasformatore, la tensione trasferita è quasi sempre il 10 ÷ 20% della tensione applicata. La presenza al secondario di una capacità verso massa di qualche migliaio di picofarad riduce la sovratensione trasferita a qualche percento di quella impressa; invece la presenza di uno schermo elettrostatico che annulli la capacità fra gli avvolgimenti, impedisce quasi totalmente il trasferimento delle sovratensioni per via capacitiva (fig. 6*b*).

b) *Trasferimento per via induttiva.*

Per questa via vengono trasferite quelle sovratensioni che riescono a circolare negli avvolgimenti primari creando i flussi corrispondenti, cioè le sovratensioni tra fasi. Le caratteristiche (ampiezza e forma d'onda) della tensione trasferita al secondario dipendono, in questo caso, dalle impedenze connesse al primario e al secondario del trasformatore, dal suo rapporto di trasformazione, dal numero e dal tipo di connessione degli avvolgimenti, nonché dalla forma d'onda della tensione impressa.

Per i trasformatori trifase, se due fasi primarie sono simultaneamente interessate da onde di sovratensione, la tensione al secondario sarà la stessa che se fosse interessata una sola fase; se tutte e tre le fasi primarie sono interessate da uguali onde di tensione e uno dei due avvolgimenti (o entrambi) è connesso a triangolo, nessuna tensione sarà trasferita al secondario (salvo quella trasferita per via capacitiva).

È interessante a questo punto fare un confronto tra un sistema di alimentazione costituito da una linea aerea a bassa tensione (b. t.) ed un trasformatore di isolamento rapporto 1 : 1, con un sistema costituito da una linea aerea a media tensione (M. T.) ed un trasformatore riduttore M. T. / b. t.

Poiché comunemente il rapporto fra la tensione di isolamento base di linea e la tensione di esercizio è di circa 80 ÷ 100 per le linee a bassa tensione e di circa 8 ÷ 10 per quelle a media tensione e tenendo presente i rapporti di trasformazione del trasformatore nei due casi, risultano evidenti i vantaggi che un sistema di alimentazione a media tensione presenta dal punto di vista delle sovratensioni trasferite per via induttiva.

Da quanto sopra esposto appare chiaro che una efficace riduzione delle sovratensioni trasferite agli apparati attraverso i trasformatori di alimentazione e di isolamento si può ottenere abbassando quanto più possibile il valore delle impedenze di carico connesse al secondario; laddove ciò non sia possibile, è anche necessario ricorrere a sistemi di blocco delle sovratensioni. Tali sistemi possono essere costituiti da:

a) *Scaricatori o spinterometri* da inserire fra le fasi e (o) verso terra al primario del trasformatore; questo sistema, che ha anche il compito di proteggere il trasformatore stesso, risulta efficace per la protezione degli apparati nel caso che le sovratensioni trasferite vengano già attenuate dal trasformatore. L'affidabilità di questo sistema, che dipende direttamente dall'affidabilità degli scaricatori usati, è però, nel caso di b. t., piuttosto scarsa.

b) *Filtri passa-basso* da inserire immediatamente a monte delle apparecchiature, mentre la protezione del trasformatore continuerebbe ad essere affidata a scaricatori connessi al primario. In pratica la predisposizione ad hoc di un tale mezzo di protezione non risulta necessaria in tutti quei casi in cui sia possibile sfruttare allo scopo apparecchiature, destinate anche ad altri usi, che abbiano interposte fra ingresso ed uscita elevate reattanze serie o grosse capacità parallelo; in particolare, prove sperimentali hanno indicato come adatti allo scopo i regolatori di tensione del tipo a reattanza variabile e le parti raddrizzatrici dei soccorritori. È da porre però attenzione a che i suddetti organi siano dimensionati in modo da sopportare senza danno le più alte sovratensioni (e fra spire e verso massa) che si possono presentare al loro ingresso.

3. Fulminazione del traliccio porta-antenna.

3.1. Generalità.

È questo il caso di fulminazione che si verifica abbastanza spesso sia per l'ubicazione degli impianti trasmittenti in zone particolarmente ricettive del fulmine, sia per le notevoli altezze dei tralci, tali da favorire processi di scariche ascendenti e quindi, in ultima analisi, fulminazioni dirette.

La corrente di fulmine che colpisce il traliccio, dà

(2) Il valor massimo della tensione trasferita si avrebbe per onda applicata a gradino.

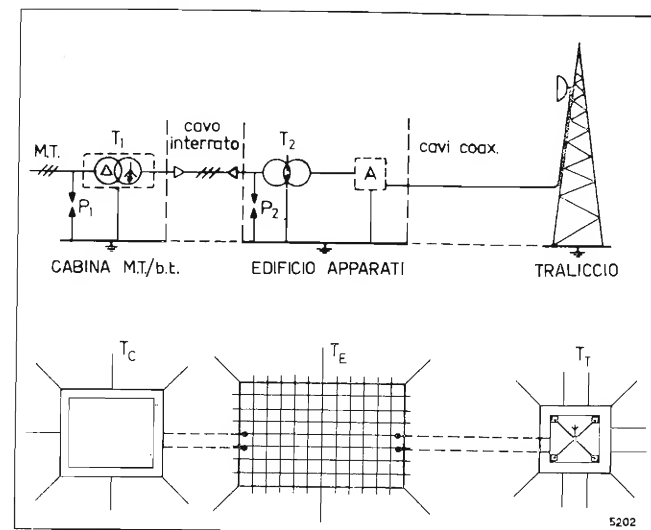



Fig. 7. — Tipico schema di alimentazione e di messa a terra di un ripetitore o stazione trasmittente.

luogo a due tipi di sovratensione sui circuiti di alimentazione degli apparati: uno per induzione ed uno dovuto allo smaltimento della corrente attraverso il dispersore di terra, ed al conseguente aumento del potenziale di terra di quest'ultimo.

È opportuno far osservare che, data la natura del fenomeno in esame (campi elettromagnetici rapidamente variabili nel tempo) risulta impossibile definire la funzione « potenziale »; il concetto di differenza di potenziale tra due punti A e B andrà perciò inteso come integrale del vettore campo elettrico $\bar{E}$ lungo una congiungente i punti AB:

$$v_{AB} = \int_A^B \bar{E}\, d\bar{s}\,.$$

Il valore di v_{AB} risulta diverso a seconda del cammino di integrazione scelto. In pratica, le tensioni che si verificano su un impianto a causa della fulminazione del traliccio porta-antenne, sollecitano gli isolamenti interposti tra i conduttori di fase della linea di alimentazione e la massa; per determinare tali tensioni per via sperimentale od analitica sembra quindi opportuno scegliere come percorso di integrazione quello definito da tali conduttori e dal loro ritorno a terra. Con questa convenzione, si parlerà nel seguito più semplicemente di « differenze di potenziale » tra le varie parti d'impianto.

Assumendo come potenziale di riferimento il potenziale di terra lontana (terra a potenziale zero) o, il che è lo stesso, quello della linea di alimentazione che si può supporre connessa a tale terra all'infinito; sarà poi lecito parlare di « potenziale » delle varie parti di impianto.

Per fissare meglio le idee faremo inoltre riferimento all'impianto-tipo mostrato in fig. 7, distinguendo i casi di impianti con sistemi di terra separati e di impianti con sistemi di terra collegati. Poiché le conclusioni che verranno tratte saranno estendibili anche al caso in cui l'alimentazione sia effettuata direttamente a bassa tensione, lo schema semplificato di figura 7, si può ritenere rappresentativo della maggior parte degli impianti trasmittenti e di telecomunicazione.

3.2. Impianti con terre separate.

La situazione che si presenta allorché una corrente di fulmine di ampiezza I, fluisce lungo un traliccio di un impianto trasmittente in cui i sistemi di terra, relativi rispettivamente al traliccio, all'edificio ed alla cabina di trasformazione, non siano metallicamente collegati tra di loro, è quella sinteticamente rappresentata in figura 8.

Se si tiene presente che le correnti di fulmine possono raggiungere ampiezze di parecchie decine di kA (bibl. 1), si intuisce che le sovratensioni che sollecitano i conduttori di energia che interessano terre diverse, possano essere decisamente superiori alla tensione di tenuta degli isolamenti anche nel caso in cui si riesca a realizzare sistemi di terra a bassa impedenza.

Poiché, inoltre, si dovrebbe tener conto anche della tensione direttamente indotta sui conduttori dalla corrente circolante nel condotto di fulmine, è chiaro che un impianto così fatto non è in grado di resistere alle sollecitazioni generate dalla caduta di un fulmine sul traliccio ciò, del resto, è confermato anche dalle misure eseguite su di un ripetitore in esercizio, realizzato secondo uno schema del tipo in esame (schema A di bibl. 13).

3.3. Impianti con sistema di terra unico.

Si farà ancora riferimento allo schema di figura 7, supponendo però che i tre sistemi di terra siano collegati metallicamente tra di loro, e che i conduttori di energia siano ancora non schermati.

In corrente continua o a frequenza industriale, data l'esiguità della caduta di tensione ohmica lungo i conduttori di connessione, le reti si possono considerare equipotenziali: gli isolamenti verso massa di conduttori d'energia facenti capo a reti differenti non saranno quindi sollecitati da alcuna sovratensione.

In regime impulsivo, invece, è necessario considerare l'azione del campo elettromagnetico rapidamente variabile associato alle correnti di fulmine circolanti sulle reti di terra e sui sistemi di interconnessione; si deve, cioè, tener conto delle tensioni indotte nelle spire formate

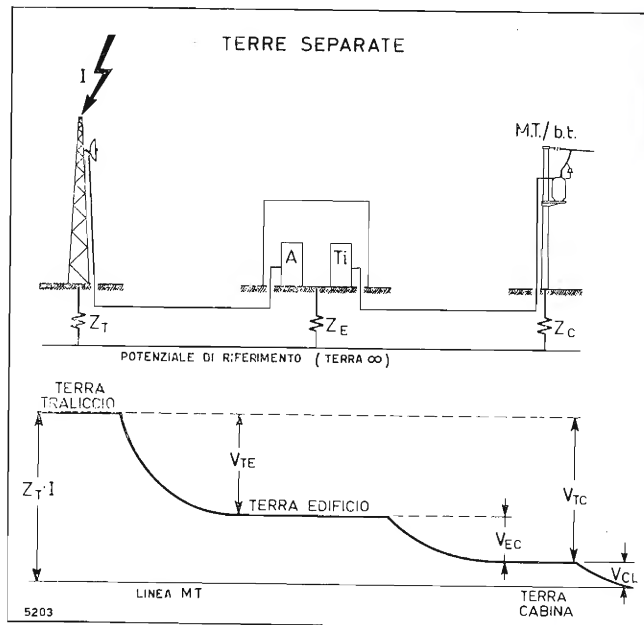



Fig. 8. — Andamento dei potenziali in impianti con terre separate.

dai conduttori d'energia (o altro conduttore isolato) e dal sottostante conduttore di terra. Il valore di tali tensioni è deducibile dall'integrale lineare del campo elettrico lungo la spira in esame ed è pari alla somma algebrica della caduta ohmica sui conduttori costituenti la spira e della derivata rispetto al tempo del flusso concatenato con la spira stessa (schema B di bibl. 13).

Le sovratensioni generate dallo smaltimento delle correnti di fulmine attraverso i dispersori dell'impianto, saranno, per comodità, divise in:

— *sovratensioni tra punti interni del sistema di messa a terra;*

— *sovratensioni tra punti interni ed esterni del sistema di messa a terra.*

3.3.1. *Sovratensioni fra punti interni al sistema di messa a terra.*

Queste sollecitazioni interessano principalmente l'isolamento interposto fra un punto dell'impianto di terra e un conduttore isolato, direttamente o indirettamente messo a terra in un altro punto dell'impianto stesso: ad esempio collegamento fra il trasformatore M. T./b. t. (se il neutro è messo francamente a terra sul dispersore dell'impianto) e il trasformatore di isolamento, collegamento edificio apparecchiature-traliccio, ecc.

L'entità delle sollecitazioni dipende essenzialmente dal sistema con cui è stato realizzato l'impianto di messa a terra, ma è, ai fini pratici, pressoché indipendente dalla resistenza di terra dell'impianto stesso.

Un efficace sistema di protezione contro le sovratensioni indotte dalle correnti di fulmine (frequenze fondamentali di alcune centinaia di kHz) è costituito dalla presenza di uno schermo metallico continuo (gabbia di Faraday) entro cui siano racchiusi tutti i circuiti e gli apparati a valle del trasformatore M. T./b. t. nei casi di alimentazione degli impianti a M. T., o a valle dell'ultimo palo di linea, nel caso di alimentazione con linea aerea a b. t. (schema C di bibl. 13). In queste condizioni il valore della resistenza totale di terra dell'impianto giuoca un ruolo del tutto secondario, limitandosi a costituire soltanto una via di smaltimento al suolo della corrente di fulmine. Da questo punto di vista il tentare di ridurre le sovratensioni portando la resistenza di terra ai valori più bassi possibili, è soltanto una via indiretta ed antieconomica di soluzione del problema.

3.3.2. *Sovratensioni fra punti interni e punti esterni al sistema di messa a terra.*

Risolto per quanto riguarda gli apparati e i circuiti interni alla gabbia di Faraday, il problema dell'insorgere di sovratensioni all'atto di una scarica di fulmine sul traliccio porta-antenne, si ripresenta nei punti in cui sistemi esterni e, in particolare, la linea di alimentazione dell'impianto trasmittente, entrano nella gabbia.

L'entità di tali sovratensioni dipende essenzialmente dal sistema di alimentazione adottato e, in una certa misura, anche dalle caratteristiche della rete di terra dell'impianto. Gli isolamenti che esse sollecitano sono quelli interposti fra i conduttori isolati del sistema di alimentazione e il sistema di messa a terra; la loro ampiezza è praticamente uguale su tutti i con-

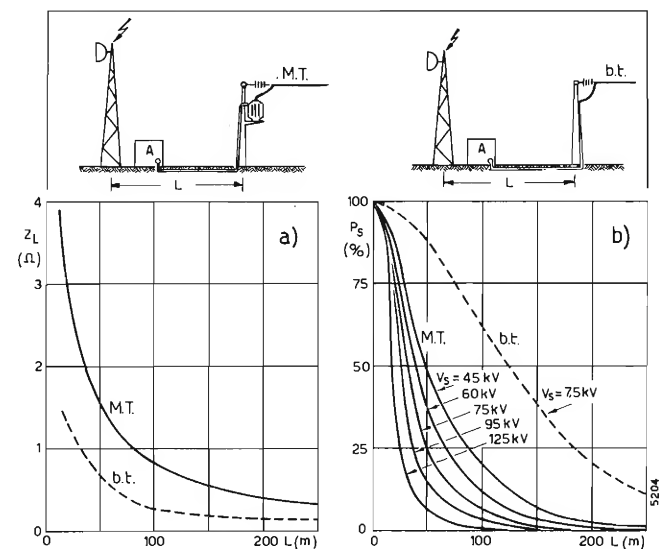



Fig. 9. — *a*) Impedenza Z_L relativa alla tensione indotta su linee a media tensione (M. T.) e a bassa tensione (b. t.) per fulminazione a distanza L dalla estremità di linea; *b*) rischio di scarica P_S per tensione indotta da fulminazione indiretta.

duttori (sovratensioni di tipo omopolare) a meno che intervengano scariche disruptive di uno di essi verso massa.

A determinare il valore di tali sovratensioni contribuiscono:

a) un termine V_R dovuto allo smaltimento della corrente di fulmine attraverso l'impedenza del dispersore;

b) un termine V_i indotto sul sistema di alimentazione dalle correnti di fulmine circolanti nel suolo;

c) un termine V_L indotto sul sistema di alimentazione direttamente dalle cariche e dalle correnti circolanti nel condotto di fulmine.

La tensione totale V_t che sollecita effettivamente gli isolamenti del sistema di alimentazione, risulta pertanto:

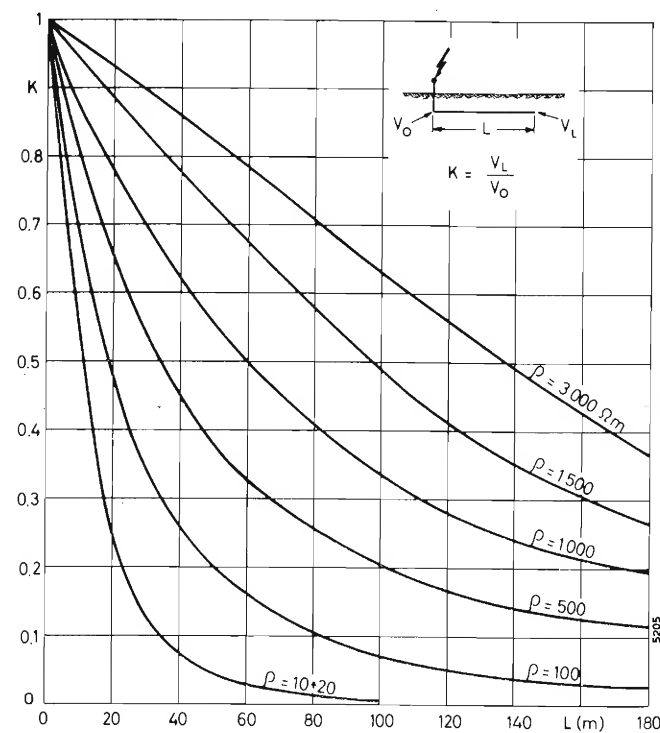
$$V_t = V_R + V_i + V_L\,.$$

La valutazione globale della somma algebrica $V_R + V_i$ può essere ottenuta per mezzo di rilievi sperimentali, in quanto essa è l'effettiva tensione che sollecita gli isolamenti verso terra dei conduttori di alimentazione allorché il dispersore è chiamato a smaltire una corrente di fulmine. Il termine V_L viene invece determinato analiticamente sulla base delle equazioni di Maxwell, ed è tanto più piccolo quanto più il punto di arrivo della linea è distante dal traliccio porta antenne.

Alle tre tensioni V_R, V_i, V_L è possibile associare tre impedenze Z_R, Z_i, Z_L, ottenute dividendo il valore di cresta delle rispettive tensioni per il valore di cresta della corrente di fulmine.

In figura 9*a* sono riportati i valori indicativi di Z_L sia nel caso di alimentazione a M. T. tramite trasformatore M. T./b. t., sia nel caso di alimentazione direttamente in b. t.

Se si confrontano i valori che può assumere $V_L = Z_L \cdot I$, con i valori della tenuta ad impulso dell'isolamento della linea di alimentazione, si può dedurre che la probabilità di cedimento dell'isolamento P_s è molto alta o addirittura inaccettabile (linee in b. t.) anche nel caso in cui la linea aerea venga arrestata a notevole distanza L dal traliccio (fig. 9*b*).

Fig. 10. — Andamento del rapporto tra i valori di cresta della tensione V_L all'estremità finale e V_O alla estremità inizialc e di fili interrati di diversa lunghezza L.

La tensione totale V_t può essere contenuta entro limiti tollerabili, agendo sulle tre impedenze Z_R, Z_i, Z_L. Bassi valori dell'impedenza totale di terra Z_R possono essere ottenuti interessando allo smaltimento della corrente di fulmine, zone di terreno tanto più estese quanto più alta ne è la resistività (bibl. 14). Quanto al termine Z_i, esso può essere praticamente annullato, usando un cavo con schermo metallico continuo, messo a terra ad entrambe le estremità, per il tratto di linea più vicino al traliccio porta-antenne. Il termine Z_L, infine, può essere sensibilmente ridotto munendo la linea di alimentazione di una o più funi di guardia e, soprattutto, arrestandola quanto più lontano possibile dal traliccio d'antenna: il tratto di linea compreso fra edificio apparecchiature e cabina M T/b. t. (nel caso di alimentazione in MT) o palo terminale di linea (nel caso di alimentazione in b. t.) dovrà essere realizzato in cavo schermato.

L'uso di un lungo cavo interrato a schermo metallico continuo, comporta, inoltre, una riduzione della tensione V_R che sollecita l'isolamento della linea aerea nel punto terminale: si è visto infatti che, a causa della caduta induttiva di tensione lungo un dispersore interrato, la tensione totale di terra è tanto minore quanto più il punto in cui la si misura è lontano dal punto di entrata della corrente nel dispersore del traliccio; il rapporto K tra la V_R misurata a distanza L e la V_R nel punto iniziale, diminuisce al crescere di L e della conduttività del suolo (fig. 10). (1385)

BIBLIOGRAFIA

1. - Greselin G., Lo Piparo G. B.: *Il fenomeno della fulminazione.* « Supplemento a L'Elettrotecnica », giugno 1967.

2. - Berger K., Vogelsanger E.: *Messungen und Resultate der Blitzforschung der Jahre 1955-63 auf dem Monte San Salvatore.* « Bulletin des S.E.V. », 1965.

3. - Rusck S.: *Induced lightning over-voltages on power transmission lines with special reference of the over-voltages protection of low-voltages networks.* « Transaction of the Royal Institute Technology ». Stockholm, 1958.

4. - Golde R. H.: *Lightning surges on overhead distribution lines.* « AIEE Trans. », parte III, 1954.

5. - Bewley L. V.: *Travelling waves on transmission systems.* « Dover Publications », N. Y., 1951.

6. - Giaro J.: *Critical overvoltages at the terminals of a cable connected to an overhead line struck by lightning.* « CIGRE 1958 », n. 312.

7. - Meister H.: *Unterirdische Telephonkabel. Anlagen mi Erhöter Blitzsicherheit.* IX Conferenza Internazionale sulla protezione contro il fulmine. Lugano, 1967.

8. - Schneider K. H.: *Überspannungen in erdverlegten kabeln durch blitzeinschalag in den Kabelmantel.* « E.T.Z. » A 1966.

9. - Ramo S.: Whinnery J.: *Fields and waves in communication electronics.* « J. Wiley ». N. Y., 1965.

10. - Lundholm R., Hilten Cavallius N.: *Protection contre les surtensions transférées dans les stations génératrices.* « CIGRE 1954 », n. 309.

11. - Stenkvist E.: *Surge voltage transmission through transformer windings with special reference to protection of equipment connected to power transformer secondaries.* « CIGRE 1946 », n. 122.

12. - Norris E. T.: *The lightning strenght of power transformers.* « Journal of I.E.E. », 1948.

13. - Garbagnati E., Giudice E., Lo Piparo G. B.: *Studio del sistema di protezione contro le scariche atmosferiche del ripetitore di Monte Orsa (Varese).*

14. - Vainer A. L.: *Impulse characteristics of complex earth grids.* « Electrical Technology » URSS, vol. 1, 1966.

NOTIZIARIO

IL GRUPPO STET ALLA XIX RASSEGNA INTERNAZIONALE ELETTRONICA NUCLEARE E AEROSPAZIALE DI ROMA — La *STET - Società Finanziaria Telefonica dell'IRI*, capo gruppo delle aziende operanti nei settori dell'elettronica e delle telecomunicazioni - è presente anche quest'anno alla XIX Rassegna Internazionale Elettronica Nucleare e Aerospaziale di Roma con un proprio stand che ospita, su una superficie di oltre 300 m², apparecchiature, impianti e realizzazioni delle sue società di esercizio e manifatturiere.

La *SIP - Società Italiana per l'Esercizio Telefonico* - illustra la teleselezione integrale, come il mezzo più rapido di comunicazione a distanza, e alcuni servizi speciali a disposizione dell'utenza (bollettino meteorologico, borsa e notizie economiche, percorribilità delle strade, ultime notizie del giornale radio, ora esatta, chiamata urbana urgente). La SIP presenta inoltre una serie di apparecchi telefonici addizionali per abitazione, alcuni tipi di segreteria telefonica automatica, la filodiffusione, il servizio di trasmissione dati.

Nella sua qualità di concessionaria dello Stato, la SIP partecipa alla Rassegna anche presso il padiglione del Ministero delle Poste e delle Telecomunicazioni presentando i sistemi di trasmissione con tecnica PCM (pulse code modulation) e, insieme all'Azienda di Stato per i Servizi Telefonici, il programma quinquennale di posa lungo le autostrade di cavi coassiali a grande capacità e di cavi microcoassiali per le trasmissioni numeriche.

La *Italcable* partecipa alla Rassegna sia nello stand STET sia in quella del Ministero P.T. Nel primo sono illustrati i nuovi centri operativi in corso di realizzazione in Acilia (Roma). Nel padiglione del Ministero P.T. la Italcable illustra le nuove realizzazioni impiantistiche cablofoniche radioriceventi e radiotrasmittenti ad onde corte situate nel Lazio.

La *Telespazio* è la concessionaria esclusiva per l'impianto e l'esercizio in Italia dei sistemi di telecomunicazioni via satellite e partecipa all'Intelsat - Consorzio Internazionale per le Telecomunicazioni Via Satellite - quale ente designato dal Governo Italiano. Tramite la stazione del Fucino « Piero Fanti » dotata di due complessi-antenna per telecomunicazioni (Fucino I e Fucino II) la Telespazio mette a disposizione delle Società concessionarie, Italcable e RAI, i circuiti necessari per l'espletamento dei servizi telefonici, telegrafici, trasmissione dati, televisivi e permette all'Italia di essere collegata in via permanente e diretta con paesi di tutto il mondo. Inoltre la Telespazio svolge i servizi di telemetria, telecomando e monitor dei satelliti Intelsat in orbita sull'Oceano Indiano e Atlantico tramite un terzo complesso-antenna, mantenendo un costante controllo delle apparecchiature installate a bordo e trasmettendo segnali di comando per modificare la posizione e l'orbita dei satelliti nonché la configurazione del complesso elettronico di bordo.

Il *Centro Studi e Laboratori Telecomunicazioni* (CSELT), creato nel 1964 dalla STET per lo studio e la ricerca nel campo delle telecomunicazioni e come organo di consulenza della capogruppo, presenta il prototipo di apparecchiature per eseguire la taratura dei generatori delle portanti e delle apparecchiature a frequenza vettrice in uso presso le centrali di trasmissione della SIP.

La *Società Italiana Telecomunicazioni Siemens* presenta alcune sue realizzazioni come il sistema PCM 8 Mbit/s per la trasmissione mediante modulazione a codice di impulsi di 120 canali telefonici, ottenuti affasciando quattro gruppi da 30 canali; una serie di apparecchiature modem atte a soddisfare le esigenze di servizio di trasmissione dati; un centralino ESK 5/25, di recentissima realizzazione, che applica nuove tecniche di commutazione e nuovi concetti di servizio per piccole utenze. Vengono illustrate le apparecchiature IDA, per la documentazione elettronica dei dati uscenti da una centrale privata, e DANA, per chiamate telefoniche con selezione a numeri abbreviati. Espone inoltre apparecchiature ad alta fedeltà e filodiffusori, oltre ad un impianto videocitofonico « Intervideo » presentato funzionante.

Nello stand del *Ministero delle Poste e Telecomunicazioni* e dei *Lavori Pubblici* sono esposti un telaio di scambio per ponti radio e un sistema di autolocalizzazione per mezzi pubblici.

La *Selenia - Industrie Elettroniche Associate* - presenta, fra l'altro, il modello prototipo del laser a neodimio che, primo in Europa nel suo genere per caratteristiche e prestazioni, può avere molte applicazioni in campo scientifico, industriale e militare; espone inoltre una coppia di ricetrasmettitori a raggi infrarossi.

La produzione radiaristica, nota e apprezzata nel mondo, viene sintetizzata in un modello — in scala 1:10 — di antenna per radar di controllo del traffico aereo. Ben documentata è l'attività spaziale in cui la Selenia è molto attiva sia a livello nazionale (Sirio) che a livello europeo (Esro) oltre che in collaborazioni multinazionali (Intelsat IV). Per la prima volta vengono esposti modelli dei sistemi missilistici Albatros e Spada.

L'*Elettronica San Giorgio* è presente con la gamma della sua produzione riguardante il campo dell'elettronica professionale e dei servosistemi: dagli apparati per il controllo delle armi — messi a punto per la Marina Italiana e per alcune marine estere — a quelli speciali per le altre Forze Armate.

Ricordiamo inoltre i nuovissimi controlli numerici MACS V per macchine utensili che completano la sempre valida linea del MACS 3; i sistemi per la meccanizzazione postale, dall'impianto già realizzato per le Poste di Firenze a quello in progettazione per Milano; i servosistemi per le grandi antenne di telecomunicazioni e per le applicazioni in campo industriale e navale nonché i componenti per servomeccanismi.

La *SGS* e la *ATES* illustrano la gamma dei loro prodotti che, grazie alla complementarità dei rispettivi campi di attività, si presenta ora come la più completa attualmente offerta da un produttore europeo di componenti elettronici ed è eguagliata soltanto da pochissime industrie statunitensi.

La *STS - Consorzio per Sistemi di Telecomunicazioni Via Satelliti* - presenta, con modelli e fotografie, le stazioni terrene per trasmissione via satellite che ha progettato e realizzato negli ultimi quattro anni in vari paesi del mondo e cioè: l'antenna « C » presso la stazione del Fucino « Piero Fanti » in Italia; la stazione mobile in Uganda; la stazione di Balcarce I in Argentina; la stazione nordica di Tanum in Svezia, inaugurata ufficialmente il 3 dicembre 1971; la stazione di Balcarce 2 in Argentina, inaugurata ufficialmente il 18 marzo 1972.

La *SIRTI - Società Italiana Reti Telefoniche Interurbane* - che è la principale società italiana per lo studio, progettazione, installazione e manutenzione di sistemi di telecomunicazioni a mezzo satelliti, ponti radio e cavi sottomarini, di linee elettriche per trasporto e distribuzione di energia, è presente con una breve rassegna fotografica.

La *SEAT* cura l'edizione di tutti gli elenchi telefonici italiani per conto della SIP, dell'annuario telefonico della Economia Italiana e dell'elenco generale degli abbonati al telefono in Italia; provvede inoltre alla acquisizione ed alla esecuzione della pubblicità sui predetti elenchi. Nel 1971 ha pubblicato 50 edizioni di elenchi telefonici pari a oltre 15 milioni di volumi. Gli aggiornamenti comportano variazioni nella misura del 25% circa. La SEAT presenta una serie di informazioni sull'indice di consultazione raggiunto dagli elenchi telefonici a tutti i livelli sociali ed in particolare sull'importante ruolo delle pagine gialle. (1439)

KEYBRIDGE HOUSE - CENTRO NERVOSO PER IL SERVIZIO MONDIALE TELEX di Clare Dover — Sono incominciati a Londra i lavori di fondazione del nuovo edificio che sarà il centro nervoso della « esplosione telex » che si prevede per gli anni '70. Interamente equipaggiato costerà 9,4 milioni di lire sterline di cui 7,5 per l'edificio.

Il nome « Keybridge House » è stato scelto componendo le parole « key », chiave, con riferimento alle telescriventi, e « bridge », ponte, con riferimento ai ponti radio per telecomunicazioni.

Lo sviluppo nel mondo d'oggi è legato, in misura crescente, agli scambi di notizie di ogni genere ed in tutti i campi. Si prevede perciò un rapido incremento delle comunicazioni telex. Benché il servizio postale sia indubbiamente più economico esso può risultare in molti casi troppo lento. Il servizio telex è peraltro più economico di un

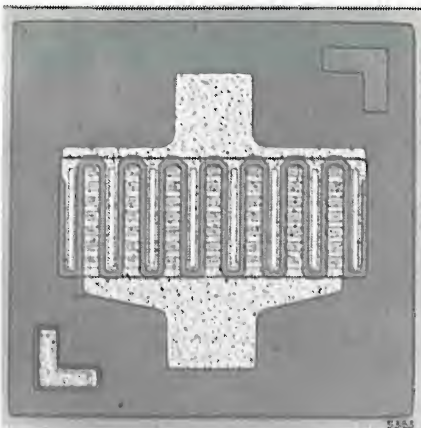
analogo servizio telefonico e presenta inoltre numerosi vantaggi: la salvaguardia di un'accuratezza che può essere verificata prima della trasmissione; è praticamente istantaneo; fornisce al corrispondente un messaggio dattiloscritto e soprattutto non c'è necessità di tener conto, fra paesi molto lontani, di eventuali differenze di orario; il messaggio può arrivare nelle ore morte della notte ed essere pronto all'attenzione del corrispondente al mattino.

Nel 1970-71 le comunicazioni interne in Gran Bretagna furono di quasi 44 milioni mentre quelle verso l'estero furono di circa 48 milioni. Per il 1975-76 si prevede che quelle interne saliranno, relativamente di poco, cioè a circa 58 milioni, quelle verso l'estero subiranno invece un forte incremento che viene stimato in circa 115 milioni di chiamate; per il 1980-81 si prevede che le prime saliranno a 84 milioni e le seconde a ben 256 milioni. Tali cifre d'incremento, relative alla Gran Bretagna, sono ritenute indicative della tendenza mondiale.

La Keybridge House è stata progettata per far fronte a tale rapido incremento. L'edificio sorgerà su una superficie di circa 1,2 ettari situato in Vauxhall a sud di Londra. Esso comprenderà, come si vede in figura, un blocco anteriore a 5 piani e una torre di 15 piani con una superficie utile di 71.500 metri quadrati. Si prevede che la costruzione dell'edificio sarà completata nel 1974 e che il Centro entrerà in esercizio nel 1976. Nel 1978 Keybridge House connetterà circa 9.500 circuiti telex internazionali a grande distanza fra circa 110 differenti paesi utilizzando cavi sottomarini, ponti-radio e satelliti. La commutazione sarà praticamente tutta automatica.

Attualmente le comunicazioni telex internazionali sono convogliate attraverso il Fleet Building nella City di Londra e attraverso St. Botolph's House in Houndsditch che continueranno a funzionare.

Il progetto, approvato dagli organi competenti, è stato studiato in armonia con le opere circostanti ed in particolare con la bella chiesa di Sant'Anna che si vede in primo piano nella figura riportata. Essa resterà divisa dal Centro da uno spazio che sarà sistemato a giardino. Poiché l'edificio si trova a poche centinaia di metri dal fiume Tamigi e dato che il basamento scenderà a oltre 12 metri sotto il livello del suolo, è stata prevista la costruzione di un muro di sostegno impermeabile che manterrà il terreno all'asciutto. Le finestre saranno a doppi vetri per attenuare il rumore del traffico e l'intero edificio sarà convenientemente climatizzato. (1428)

TRANSISTORE PER ELEVATE FREQUENZE — Denominato BFR 36, questo nuovo transistore della SGS è un dispositivo al silicio NPN planare epitassiale con geometria a più emettitori, in contenitore metallico TO-39. Esso può essere usato in una vasta gamma di frequenze da 40 a 860 M Hz, con

elevato guadagno di potenza, negli stadi finali e pilota degli amplificatori di canale o di antenna. È possibile ottenere una tensione di uscita compresa fra 2 e 3,3 volt efficaci su 75 ohm. La frequenza di taglio è di 1,3 G Hz; la corrente di collettore di picco può raggiungere 300 mA. (1429)

L'OROLOGIO DEL FUTURO — È senza lancette e senza movimento meccanico. È comandato da uno speciale oscillatore a quarzo e l'indicazione dell'ora è affidata a 72 diodi luminescenti a luce rossa intermittente; dodici di tali diodi disposti sulla circonferenza interna (v. fig. 1) indicano l'ora, gli altri sessanta disposti sulla circonferenza esterna indicano il minuto e il secondo (in figura l'orologio indica le ore 12, 7', 24").

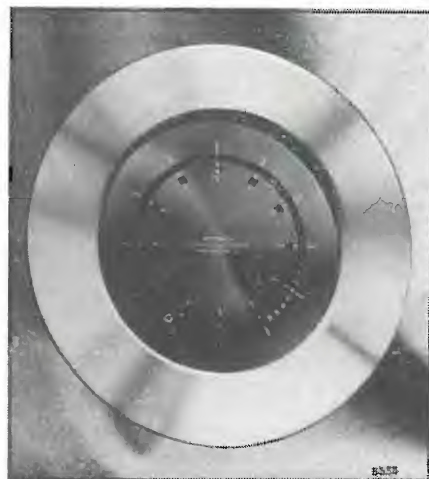



Fig. 1

Gli impulsi necessari per l'eccitazione dei diodi sono prodotti da piccolissimi circuiti integrati comandati dall'oscillatore a quarzo. L'alimentazione è fornita da due piccole batterie.

Il prototipo, illustrato in figura 1, è costato alla Motorola Semiconductor Products Inc. di Phoenix (Arizona) ben 25.000 dollari ma si prevede che tale tipo di orologio diventerà, fra qualche anno, una decina al massimo, di uso comune e sarà prodotto in milioni di esemplari, sia da tavolo, sia da polso.

Un altro prototipo di orologio elettronico da polso, realizzato dalla ditta americana Hamilton è illustrato in figura 2. Esso utilizza gli indicatori numerici allo stato solido della Hewlett-Packard attuati con matrici di diodi al fosfoarseniuro di gallio (Ga As P) che emettono, come s'è detto, una intensa luce rossa. (1431)

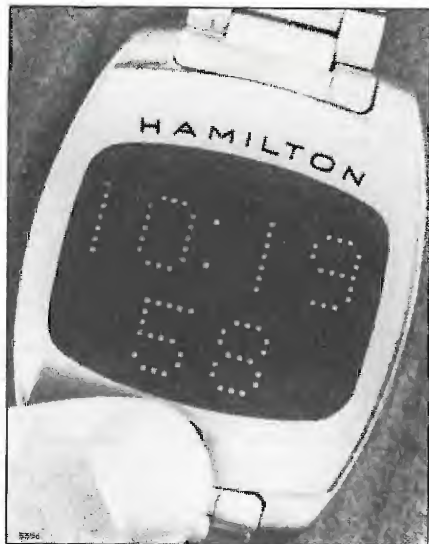
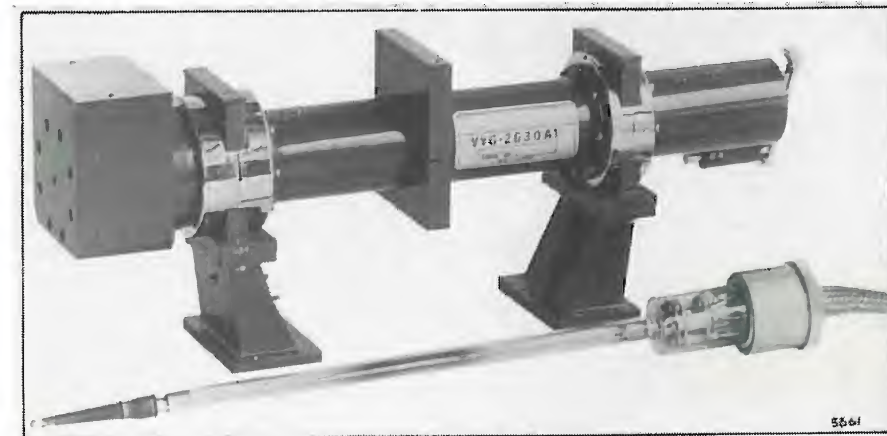
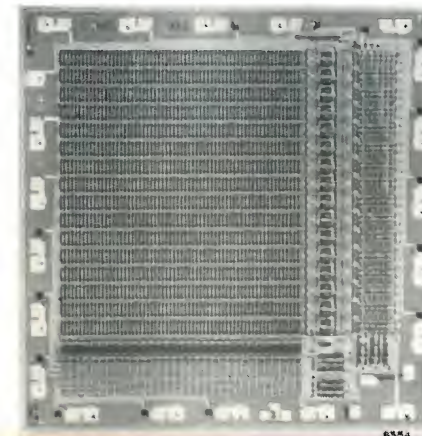



Fig. 2

TUBO AD ONDE PROGRESSIVE PER PONTI RADIO A MICROONDE — È illustrato in figura assieme alla struttura di montaggio contenente il magnete di focalizzazione ed il dissipatore di calore per conduzione. Prodotto dalla Varian di Georgetown, Ontario (Canada) e denominato VYG-2630 A1, funziona su frequenze comprese fra 3,54 e 4,20 G Hz con un guadagno nominale di 40 dB (min 38) e una potenza di lavoro con onde persistenti di 10 W; la potenza di saturazione nominale è di 20 W (min 18). Questo tubo, ad accordo fisso, è particolarmente indicato per i ponti radio a microonde e la sua durata media di funzionamento è prevista in 25.000 ore. (1435)

CIRCUITI MOS COSTRUITI CON TECNOLOGIA SILICON GATE — La General Instrument Europe ha presentato una nuova vasta gamma di circuiti MOS LSI costruiti secondo la recente tecnologia Silicon Gate. Questa tecnologia consente una più elevata velocità operativa, una più larga integrazione, una compatibilità totale con i circuiti DTL, TTL e MOS sia in entrata sia in uscita ed un più basso costo per bit.

I circuiti della nuova gamma comprendono una larga serie di registri a scorrimento (shift registers) dinamici e numerose memorie ad accesso casuale (RAM). Tra queste ultime assume particolare rilievo il circuito denominato RA-8-2048 a 2048 bit, totalmente decodificabile, costruita su un solo « chip » monolitico, illustrato in figura. È organizzata su 32 colonne e 64 righe che vengono a formare 2048 elementi di memoria a 1 bit.

Il chip si avvale di 3 « clocks » esterni e di una tensione di alimentazione di 18 volt. Il suo tempo reale di accesso è inferiore ai 250 nanosecondi, mentre la potenza dissipata alla massima frequenza di funzionamento è di 300 mW (150 μW per bit). Il chip è montato in un contenitore « dual-in-line » a 22 piedini. (1430)

MEMORIA OLOGRAFICA AD ALTA DENSITÀ — Una memoria olografica, capace di immagazzinare 100.000 bit/mm² di informazione numerica (equivalenti a 12.500 caratteri) sulla gelatina di una speciale pellicola trasparente, è stata sviluppata dal Laboratorio di Ricerca Centrale della Hitachi Ltd. (Giappone). Tale densità è dieci volte superiore a quelle di precedenti memorie olografiche e circa mille volte superiore a quella delle memorie a circuiti integrati.

Nelle memorie olografiche i rumori appaiono come una concentrazione, in determinate aree, dei fasci laser che fanno da supporto alle informazioni. Ciò limita la densità delle informazioni a circa 10.000 bit/mm². Per evitare ciò gli scienziati della Hitachi hanno sviluppato una speciale piastra ottica che può distribuire uniformemente il fascio laser che fa da supporto alle informazioni. Questa piastra è costituita da strati multipli di film sottili di ossido di cerio evaporato su un substrato di vetro. La piastra, ottenuta attraverso diversi tipi di schermi a distribuzione casuale, è chiamata « Random Phase Shifter ».

La lettura delle informazioni immagazzinate mediante un fascio laser richiede circa un microsecondo, cioè in un tempo da 10.000 a 100.000 volte più breve di quello richiesto per la lettura di una memoria a disco magnetico.

Possibili applicazioni del nuovo tipo di memoria riguardano i calcolatori a grande capacità ed elevata velocità. Per esempio un totale di 10.000 memorie olografiche, ciascuna del diametro di 0,5 mm, possono essere collocate su una piastrina avente una superficie di cm 5 × cm 5, con una capacità di 200 milioni di bit e una velocità di lettura di pochi microsecondi. Un'altra applicazione può essere quella della rapida ricerca di informazioni in un sistema di archiviazione. (1413)

MAGNETRON COASSIALE A 15 GHz — Il magnetron illustrato in figura è di tipo coassiale e può essere meccanicamente accordato fra 15,4 e 15,7 GHz; esso è previsto per l'impiego nei radar usati sugli aerei, sulle navi ed anche a terra. È costruito dalla Varian di Beverly-Mass. USA (rappresentante a Leinì - TO) e contrassegnato dalla sigla BLM-306. Fornisce una potenza di picco

non inferiore a 2,5 kW con un rapporto fra durata dell'impulso e intervallo fra gli impulsi non superiore a 0,005. Il tubo, che è raffreddato per conduzione termica, ha una banda passante a RF tipica di 2,5 MHz, richiede per l'accensione del riscaldatore 6,3 V e 2,4 A, pesa circa 1,2 kg ed è previsto per una vita superiore alle 2000 ore. (1406)

RADIOTELEFONO AEREO — Un radiotelefono che fornisce ai passeggeri in aereo servizi di telecomunicazione paragonabili a quelli terrestri, è stato esposto dalla GTE Sylvania Inc. al Reading Air Show 1971 (dall'8 giugno all'11).

Nella fotografia riprodotta una passeggera su un jet usa il radiotelefono che è collegato ad una serie di stazioni terrestri dell'intero paese connesse alle reti telefoniche dei mezzi di trasporto in comune. (1401)

TUBI IN CERAMICA — Nella tecnica moderna dei trasmettitori si afferma sempre di più la tendenza non solo verso maggiori potenze, ma anche verso la miniaturizzazione e, dove possibile, verso una maggiore economicità di costruzione. Allo scopo si dovettero sviluppare nuove valvole di moderna concezione ad alta potenza e a bassa eccitazione, che trovano la loro espressione nei nuovi tetrodi della serie CQ con potenze da 400 W a 500 kW, della Brown Boveri (Svizzera), caratterizzati dalla struttura complementare coassiale e dall'esecuzione in ceramica. Si poterono così ottenere dimensioni ragionevoli, robustezza e connessioni a bassa induttanza con notevoli vantaggi alle frequenze elevate.

I più recenti modelli di questa serie sono i tetrodi CQS 50-1 da 210 kW e CQS 200-1 da 500 kW, quest'ultimo illustrato in figura, entrambi con raffreddamento a vaporizzazione.

Altre caratteristiche del tetrodo CQS 200-1 sono: dissipazione anodica massima 200 kW; tensione anodica massima 22 kV; potenza d'uscita massima 500 kW; frequenza massima 30 MHz. (1437)

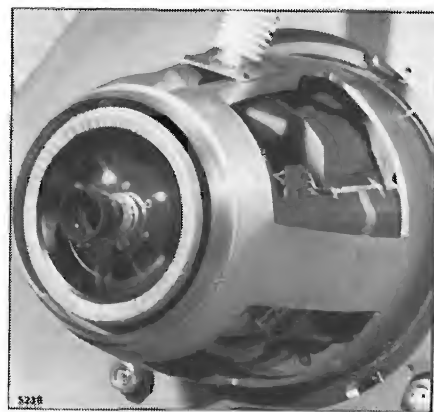
APPARECCHI A RAGGI X — L'analisi moderna a raggi Roentgen è un potente metodo strumentale per l'esame strutturale di una sostanza o di di un materiale. Fino a poco tempo fa i raggi X si usavano quasi esclusivamente in medicina e nell'analisi dei difetti interni di una struttura; più recentemente essi vennero usati per l'analisi della composizione dei materiali.

La fabbrica Bureviestnik di Leningrado, URSS, ha studiato e produce una serie di strumenti per l'analisi delle strutture materiali mediante raggi X di elevato livello tecnologico.

Uno di tali apparecchi è il RADA 2 (figura in alto) di ridotte dimensioni e quindi portatile, adatto particolarmente per l'analisi di campioni policristallini.

Per determinare il contenuto di uno o due elementi vengono fabbricati gli spettrometri-analizzatori a raggi X della serie « FRA » di cui la figura in basso mostra l'aspetto esterno. Essi forniscono con continuità il contenuto del componente principale durante tutto il processo tecnologico.

La ditta Bureviestnik fabbrica numerose altre apparecchiature a raggi X che sono ben note ed apprezzate, sia all'interno dell'URSS, sia all'estero. (1433)

MISSILE GUIDATO CON TELECAMERA — L'obiettivo di una telecamera sporge dal muso conico del nuovo missile Meverick (vedi figura) che consente di « colpire e sfuggire ». Il Meverick, progettato dalla Hughes Aircraft Company, è entrato recentemente in produzione presso il suo stabilimento

di Tucson, Arizona, su contratto U.S. Air Force per un valore di circa 70 milioni di dollari. Quando il missile è ancora appeso all'ala dell'aereo, la telecamera alloggiata nel suo muso trasmette, su uno schermo posto nell'abitacolo dell'aereo, un'immagine sulla quale il pilota sceglie l'obiettivo da colpire, lo ingrandisce (« zoomata »), lo « blocca » schiacciando un bottone e poi lancia il missile. Dopo il lancio il Meverick rimane puntato automaticamente sul bersaglio, guidato dal suo « occhio », consentendo al pilota di attaccare altri bersagli o di allontanarsi dalla zona con notevole anticipo. (1405)

IGROMETRO A LETTURA NUMERICA — È basato sulla variazione di capacità provocata dall'umidità nello speciale dielettrico usato in un adatto condensatore. Lo strato dielettrico ha lo spessore di circa 1/100 mm, è quindi molto pronto; il tempo di risposta è infatti inferiore al secondo. Il dielettrico è ricoperto e protetto da un sottilissimo filtro in oro, permeabile al vapore acqueo ma non alla polvere. Tale filtro costituisce anche uno dei due elettrodi del condensatore. Poiché la costante dielettrica dell'acqua è piuttosto elevata, infatti essa è pari a 80, l'umidità provoca elevate variazioni di capacità e lo strumento è offerto in varie versioni che complessivamente coprono l'intera gamma di umidità da una parte p. mille (1 ppm) al punto di rugiada a 90 °C con la precisione dell'1%.

L'elemento sensore, cioè il suddetto condensatore, può essere dislocato fino a 100 metri di distanza dallo strumento indicatore mostrato nella fotografia riprodotta. Questo è di tipo numerico a tre tubi indicatori del tipo a catodo freddo. Vi sono solo due comandi: l'interuttore e un commutatore per il controllo della taratura. L'apparecchio è costruito dalla Shaw di Bradford, Yorkshire in Inghilterra. (1432)

SCARTI DEI SEGNALI DI TEMPO DELL'ISTITUTO ELETTROTECNICO NAZIONALE, (IEN).

(v. n. 6 - 1971, pag. 225 e n. 1 - 1972, pag. 35).

NOVEMBRE 1971			DICEMBRE 1971		
a	*b*	*c*	*a*	*b*	*c*
3		+130	1		+153
10		+135	8		+157
17	—0,2	+140	15	—0,3	+160
24		+147	22		+164
			29		

a) Giorni del mese; - *b*) Scarto di tempo TUC (IEN) - TUC (BIH) in ms (media mensile); - *c*) Scarto di tempo TUC (IEN) - TUC (RGO) in ms. (1446)

LIBRI E PUBBLICAZIONI

GASPARINI M., MIRRI D.: **Dispositivi e circuiti elettronici.** « Ed. Calderini », Bologna 1971.

Un volume di XVI + 816 pagine formato cm 16 × cm 24, con 600 figure e 250 esercizi svolti.

Prezzo lire 6.900

Con il continuo e rapido progresso fatto dall'elettronica in questi ultimi anni i libri che la trattano diventano in fretta lacunosi e obsoleti e si guarda con particolare interesse ai testi di nuova edizione. Questo libro, in particolare, è da considerare nuovo non solo per il contenuto ma anche e, forse, soprattutto per il modo in cui gli argomenti vengono trattati: ogni argomento viene approfondito con gradualità, snellendo al massimo la sua trattazione teorica ed arricchendolo invece di numerosi esercizi completamente risolti che fanno riferimento a dispositivi elettronici reali, di cui in appendice sono fornite le caratteristiche.

Nella parte riguardante gli amplificatori a transistori bipolari gli autori hanno preferito ricorrere solo all'impiego del circuito equivalente con i parametri h, prescindendo così dalla banda passante e proponendosi di riprendere e approfondire l'argomento mediante i circuiti equivalenti per le alte frequenze nel secondo volume dell'opera, che dovrebbe essere dedicato in particolare ai circuiti integrati, di cui in questo primo volume si fa solo qualche anticipazione.

Segni di rilievo, inoltre, sono l'aver aggiunto accanto ai principali termini tecnici la corrispondente terminologia americana e l'aver corredato ogni capitolo di una aggiornata bibliografia.

Il volume si rivolge principalmente agli allievi degli Istituti Tecnici Industriali offrendo loro un programma di elettronica che va dai tubi a vuoto ai transistori bipolari ed ai recenti transistori ad effetto di campo (FET e MOSFET); esso riuscirà senz'altro utile anche a tutti coloro che si interessano di problemi di elettronica. Per avere, infine, un panorama completo degli argomenti trattati si riporta l'indice dei capitoli:

D.S. (1441)

GOUSSOT L.: **La télévision monochrome et en couleur.** « Ed. Eyrolles », Parigi, 1972.

Un volume di X + 494 pagine, formato cm 16 × cm 25, con 315 figure. Rilegato in tela.

Prezzo 160 franchi francesi

Nel corso dell'ultimo decennio la tecnica televisiva ha avuto uno sviluppo considerevole, in cui, come fatto più saliente, si è inserito l'avvento della televisione a colori. Alcuni grandi principi sono rimasti comuni, ma nuovi elementi sono venuti alla luce nella definizione dei nuovi sistemi televisivi a colori PAL e SECAM che si sono aggiunti al sistema NTSC.

Di questi sistemi l'autore ha seguito gli sviluppi tecnici molto da vicino e fornisce le informazioni più recenti sulle caratteristiche quali sono state espresse dal CCIR, dopo le ampie indagini fatte nell'ambito dell'UER, che a suo tempo costituì un gruppo « ad hoc » di esperti per sperimentare i sistemi, che si ponevano in alternativa a quello NTSC. Di questo gruppo l'autore ha fatto parte con una competenza profonda ed autorevole. Pertanto quest'opera s'impone all'attenzione degli studiosi di elettronica soprattutto per l'aspetto più aggiornato che si possa desiderare dei principi essenziali che informano le tecniche dei sistemi televisivi monocromi ed a colori.

I due primi capitoli espongono i dati essenziali riguardanti la fotometria, la colorimetria, le caratteristiche di una immagine televisiva ed i principi della percezione visiva con particolare riguardo alle proprietà di percezione dei colori.

I successivi due capitoli introducono i principi fondamentali dei sistemi di televisione in bianco e nero e di quelli a colori. In particolare le novanta pagine dedicate ai sistemi di televisione a colori sono sagacemente distribuite per descrivere con molta chiarezza i principi di base dei sistemi NTSC, PAL, SECAM e le loro rispettive caratteristiche fondamentali. Un breve cenno, di valore essenzialmente storico, è dato anche al sistema NIIR-SECAM IV, che a suo tempo, quando si discuteva sulla scelta, fu espresso come un compromesso tra PAL e SECAM III per addivenire ad un sistema unico a colori per tutta l'Europa.

Nel quinto e sesto capitolo, dopo brevi ma chiari ed esaurienti richiami di ottica elettronica, sono esposti i principi fondamentali di funzionamento degli analizzatori d'immagine (in particolare dell'image orthicon, del vidicon e del plumbicon) e le strutture elettroniche che utilizzano i suddetti trasduttori (telecamera e telecinema). È difficile trovare in altri testi un'esposizione riassuntiva delle fondamentali caratteristiche dell'image-orthicon e dei tubi a fotoconduzione così completa anche nella sua brevità, come quella fatta in quest'opera.

Segue nel settimo capitolo l'esposizione dei principi che informano la sintesi dell'immagine e la descrizione dei circuiti, che sono tipici in un ricevitore (p. es. quelli di deflessione e quelli di convergenza, quando s'impiega il tubo a maschera a tre cannoni).

Chiude felicemente questo testo un ottavo capitolo che tratta in dettaglio il problema riguardante la valutazione oggettiva della qualità di un'immagine televisiva e dei fattori che influenzano questa qualità, sotto forma di distorsioni lineari e non lineari dei circuiti di trasmissione di cui si analizzano i tipi e le misure (risposta alle frequenze basse ed alte, ritardo di gruppo, distorsioni di guadagno e fase differenziale, d'intermodulazione tra luminanza e crominanza, ecc.), di segnali parassiti, di rumore di fondo, d'interferenze e di riflessioni in propagazione.

Quest'opera, veramente apprezzabile per la sua completezza e per la cura con cui è stata redatta allo scopo di fornire il maggior numero d'informazioni precise e aggiornate agli specialisti delle tecniche telivisive, s'impone per il suo alto valore didattico nei riguardi, sia di quelli che prendono contatto con queste tecniche, sia di quelli che desiderano avere un quadro di tutti i problemi che si presentano, dall'analisi alla sintesi di un'immagine televisiva.

Questo è l'elenco dei capitoli:

R.B. (1447)

Semiconductors. « E. Kluver ». Antwerp-Deurne (Belgio), 1971.

Un volume di 270 pagine, formato cm 30,5 × cm 22.

Prezzo 950 franchi belgi

Contiene una serie di tabelle che classifica i vari dispositivi a semiconduttori (esclusi i circuiti integrati che saranno trattati in altro volume da pubblicarsi nel corrente anno) secondo una classificazione proposta dall'associazione « Pro Electron » di cui sono membri (v. p. 8) i principali produttori di semiconduttori europei (8 in Italia). La pubblicazione sarà aggiornata annualmente. L'opera è divisa nei seguenti capitoli:

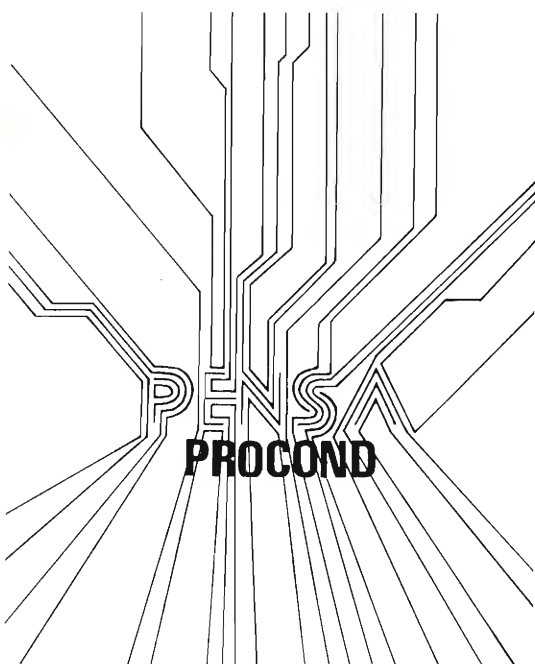
 (1445)

STAMPATO DALLA ILTE INDUSTRIA LIBRARIA TIPOGRAFICA EDITRICE - CORSO BRAMANTE, 20 - TORINO - 4-1972 (5890)

Spedizione in abbonamento postale - gruppo IV/70

Procond è giovane (anche l'elettronica)

Condensatori
in film sintetico ed elettrolitici
per impiego
nell'elettronica civile
e professionale.

Quadragono

PROCOND S.p.A. - 32013 Longarone (Belluno)
telefono (0437) 76145/76355

VOLT CC CA AMP CC CA OHM - MOD. 314

NUOVO MULTIMETRO A STATO SOLIDO

- **Doppia impedenza d'ingresso 10MΩ e 100MΩ cc e ca**
- **Sensibilità 10 µA F.S.**
- **Basso consumo in OHM (70 µW)**
- **Portatile: batteria incorporata per funzionamento oltre 300 ore**

Misura tensioni c.c. da 50 mV a 1000 V, tensioni c.a. da 10 mV a 1000 V, correnti c.c. e c.a. da 10 µA a 1 Amp, ohm da 10 ohm centro a 1000 Mohm f.s., livelli da −40 a + 60 dB. Risposta c.a. sino a 100 KHz. Sonda con commutatore x1 x10 per scelta impedenza 10 o 100 Mohm. Scala a specchio (178 mm.!) e indice a coltello. Controllo batteria incorporato.

AGENTE ESCLUSIVO PER L'ITALIA:

VIANELLO

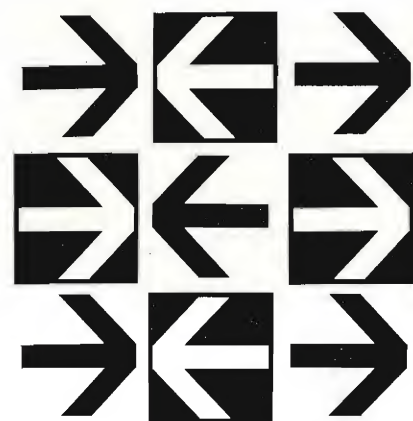
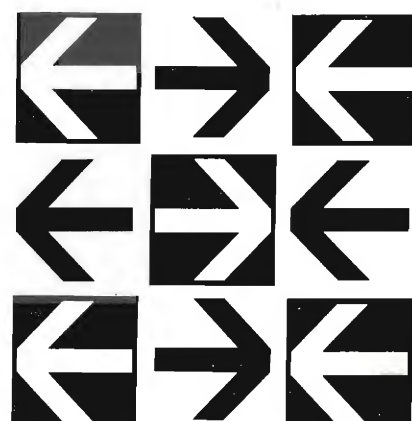
Sede: 20122 MILANO - Via Crivelli 12 - Telefoni 553811 - 553081
Filiale: 00185 ROMA - Via S. Croce in Gerusalemme 97 - Tel. 772250/941

LA DUCATI ELETTROTECNICA MICROFARAD E' IN GRADO DI SODDISFARE OGNI RICHIESTA DELLA INDUSTRIA RADIOELETTROTECNICA ED ELETTRONICA NEL CAMPO DEI CONDENSATORI FISSI.
INFATTI, LA RECENTE REALIZZAZIONE DI NUOVE SERIE AVENTI DIFFERENTI CARATTERISTICHE ELETTRICHE, VIENE ORA SEGUITA DALLA INTRODUZIONE NEI NUOVI CATALOGHI, DI ULTERIORI SERIE CON CARATTERISTICHE MECCANICHE ADATTE ALLE MODERNE ESIGENZE DELLA PRODUZIONE DI APPARATI IN GRANDE SERIE.

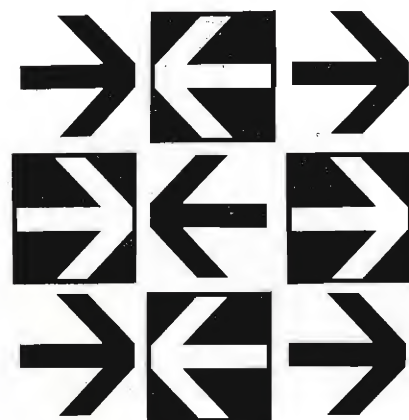
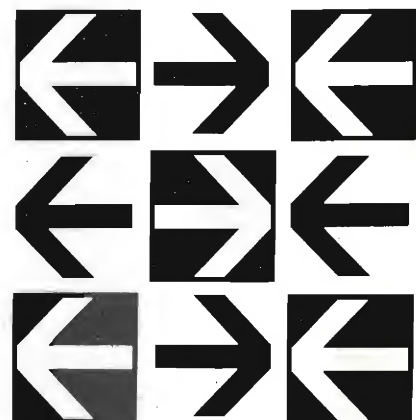
DUCATI elettrotecnica MICROFARAD

VIA M. E. LEPIDO, 178 - BOLOGNA - TELEF. 400.312 - TELEX 51042 DUCATI

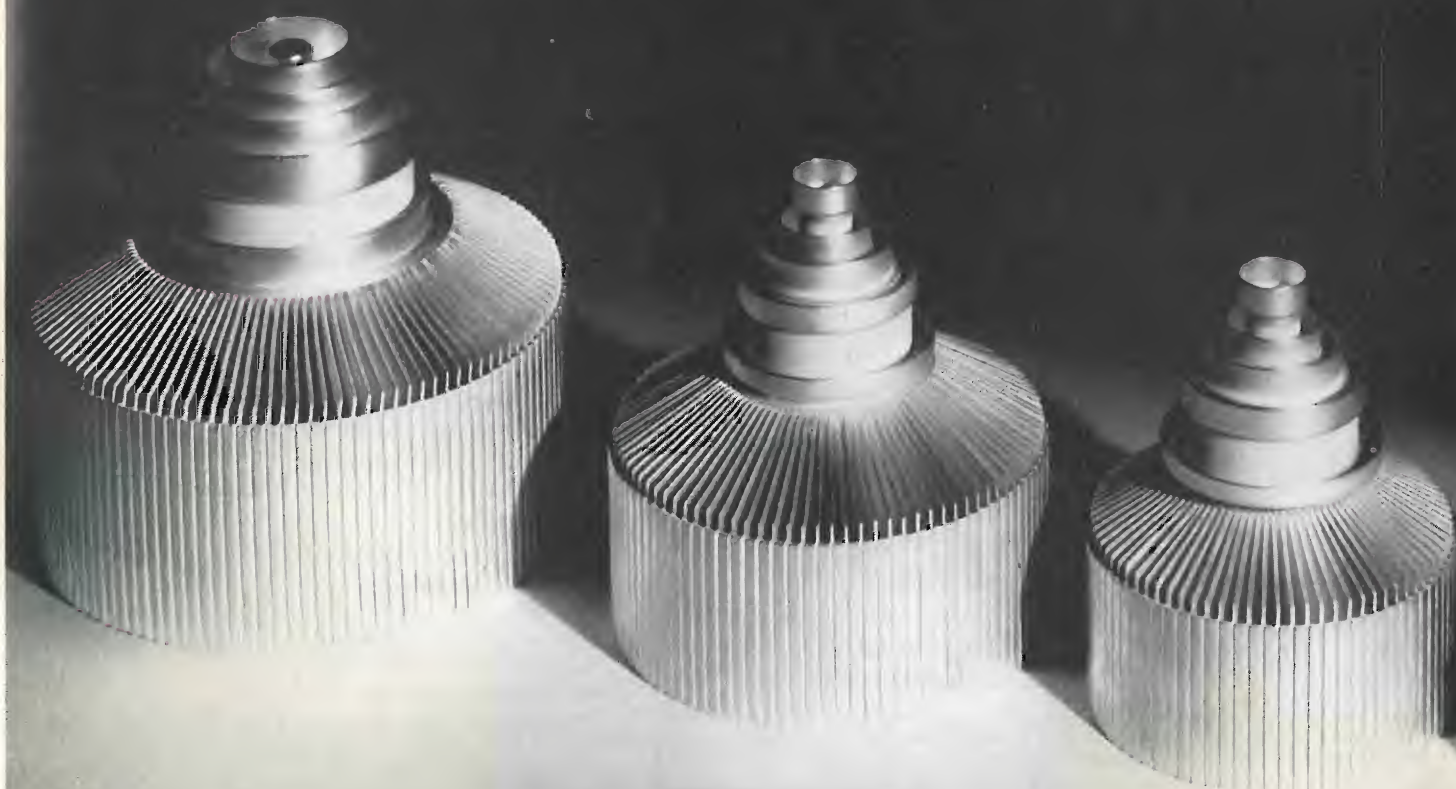
SIP Società Italiana per l'Esercizio Telefonico p. a.

le reti di telecomunicazioni per la elaborazione elettronica a distanza

SER
VI
ZIO
TRAS
MIS
SIONE
DATI

■ Scambio di informazioni a distanza ad alta velocità tra elaboratori e terminali per dati

■ Configurazione dei collegamenti secondo le diverse esigenze elaborative dell'utenza

■ Elaboratori di grande potenza raggiungibili ovunque istantaneamente da più utilizzatori

SER
VI
ZIO
TRAS
MIS
SIONE
DATI

le sedi della SIP sono a disposizione dell'utenza per
informazioni preventivi progetti

Tetrodi UHF 1000 MHz per Trasmettitori e Ripetitori TV

La linearità di questi tetrodi permette di realizzare trasmettitori e ripetitori di televisione che amplificano simultaneamente in un solo canale i segnali suono ed immagine. Una costruzione ceramica-metallo assicura loro una lunga vita ed un elevato grado di affidabilità nelle più severe condizioni di funzionamento. A queste qualità eccezionali, s'aggiunge un costo di esercizio estremamente basso. Essi possono essere pilotati dai nostri triodi UHF ad elevato guadagno (20 dB). A richiesta, per questi tetrodi, possono essere fornite o studiate le cavità.

THOMSON-CSF

THOMSON-CSF TUBI ELETTRONICI S. R. L.
ROMA / VIALE DEGLI AMMIRAGLI, 69 / TEL. 63.80.143 / TELEX 61173 TELONDE

SPI 1253-I

TOA ELECTRONICS LTD.

MISURATORE DIGITALE DELLA CONDUTTIVITÀ

CARATTERISTICHE

Metodo di indicazione: Mediante rivelatore del punto di azzeramento, con tre cifre significative — **Precisione:** ± 4% — **Sensibilità:** 0,3% — **Gamma di temperatura:** da 5 a 45°C, con tolleranza di ± 2°C — **Frequenze della sorgente a ponte:** 50 o 60 Hz — **Cellula della conduttività:** Munita di elettrodo in platino nero — **Alimentazione:** a corrente alternata, 220 Volt, 50 Hz — **Dimensioni e peso:** mm 340 (larghezza) x 125 (altezza) x 200 (profondità) - Circa 4 kg.

Strumento di facilissima lettura, grazie alle indicazioni numeriche fornite direttamente, e leggibili attraverso l'apposita finestra. La sensibilità, pari allo 0,3%, è assai elevata per questo tipo di strumento. Dato che la manopola per la rivelazione del bilanciamento è meccanicamente solidale col sistema di controllo della sensibilità, l'equilibrio di lettura viene raggiunto nel modo più dolce possibile. Questo strumento si presta alla misura della conduttività elettrica di diversi tipi di soluzioni, e di condense di varia natura.

	PORTATA	CELLULA DA USARE	
		TIPO	COSTANTE
Standard	Da 1 a 10^5 μmho/cm	CG-201PL	1
Bassa conduttività	Da 0,1 a 10^4 μmho/cm	GC2001PL	0,1
Alta conduttività	Da 10 a 10^6 μmho/cm	CG210PL	10

NOTA: 1) A meno che non venga diversamente precisato, a questo strumento deve essere collegata la cellula campione CG-201PL - **2)** La tabella di conversione dei valori di μmho/cm in valori di ohm/cm viene fornita a corredo

STRUMENTO PORTATILE PER LA MISURA DELLA CONDUTTIVITÀ

È uno strumento a transistori alimentato a batterie, studiato espressamente per consentire la misura della conduttività e del contenuto salino di vari tipi di soluzioni, dell'acqua dei fiumi, dell'acqua di irrigazione, dell'acqua marina, eccetera.

	GAMMA A DOPPIA SCALA	CELLULA DA USARE	
		TIPO	COSTANTE
Standard	Da 1 a 10^4 μmho/cm Da 10^2 a 10^6 ohm.cm	CV-201S	1
Bassa conduttività	Da 0,1 a 10^3 μmho/cm Da 10^3 a 10^7 ohm.cm	CV-2001S	0,1
Alta conduttività	Da 10 a 10^5 μmho/cm Da 10 a 10^5 ohm.cm	CG-210P	10

CM-3M

Cellula per conduttività del tipo ad immersione, T-CV-201S (disponibile separatamente).
Dopo aver eseguito il collegamento allo strumento portatile CM-3M, immergere la cellula direttamente a qualsiasi profondità nel fiume, nel lago, nel pozzo, eccetera. Gamma: da 1 a 10^4 μohm/cm. Precisione: ± 10%. Applicazioni: Per l'impiego negli oceani, nei fiumi, nei laghi, nelle acque sotterranee, nelle acque di drenaggio, ed in altri casi.
Specifiche: Acciaio inossidabile per elettrodi (SUS27), e cavo flessibile isolato in resine viniliche della lunghezza di 10 m.

CARATTERISTICHE

Portata: da 1 a 10^4 μmho/cm; da 10 a 10^6 ohm/cm mediante doppie scale (con cellula campione) — **Precisione:** ±%10 — **Sensibilità:** 2,5% — **Dimensioni e peso:** mm 100 (larghezza) x 165 (altezza) x 70 (profondità) - Circa 1 kg — **Alimentazione:** Mediante due batterie del tipo UM-2.

Per l'invio dei cataloghi ALTA FEDELTA' e STRUMENTI ELETTRICI, trattandosi di pubblicazioni di peso rilevante ai fini della tassazione postale, siamo costretti, ns. malgrado, a richiedere L. 500 in francobolli, a titolo esclusivo di rimborso spese postali.

INTERNATIONAL S.P.A. ■ AGENTI GENERALI PER L'ITALIA

20129 MILANO - VIALE PREMUDA, 38/A - TEL. 795.762 - 795.763 - 780.730